

Tiago Marques

**Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa
Setembro/2009**

Desenho de Sinais de Elevada Eficiência Espectral e de Potência, nos Sistemas de Comunicação Baseados em Satélites

Tiago Marques

*Tese submetida na Faculdade de Ciências e Tecnologia Universidade Nova de Lisboa
para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores*

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa
Setembro/2009

Dedico esta tese à minha família e amigos.

Agradecimentos

Quero exprimir os meus agradecimentos aos Profs. Rui Dinis e Paulo Montezuma pela ideia de realizar este trabalho, e por todo o apoio que sempre me facultaram durante a elaboração da tese. De igual forma deixo os meus agradecimentos a todos os que me apoiaram e incentivaram durante este processo, em particular aos meus pais Flora Ribeiro e Eleutério Marques, à Sofia e ao João.

Resumo

Os futuros sistemas de telecomunicações móveis necessitam de uma melhor eficiência espectral e de potência, nomeadamente aqueles que se referem a sistemas de satélite. Uma amplificação barata e de alto rendimento é fundamental para alcançar os requisitos de eficiência desejados, mas também é responsável pela criação de grandes distorções quando os sinais não têm envolvente perfeitamente constante.

O objectivo primordial desta tese centra-se no melhoramento da eficiência espectral e de potência, no que diz respeito à comunicação terra-satélite, mais concretamente na construção de um receptor adequado a sinais amplificados de forma eficiente. Os sinais do tipo OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) generalizados aplicados neste trabalho, possuem tal como os do tipo QPSK uma boa relação entre a eficiência espectral e de potência, mas a sua gama dinâmica é menor, permitindo-lhes tirar maior partido de processos de amplificação eficiente.

Foi ainda considerado o esquema de igualização SC-FDE (Single Carrier Frequency Domain Equalization), que como é sabido, para além dos bons resultados sobre canais dispersivos, é ainda caracterizado pelo baixo nível de flutuação de envolvente.

O receptor aqui proposto é baseado num esquema SC-FDE iterativo, tendo sido desenhado levando em consideração que a existência de interferência I-Q, conduz a elevados níveis de degradação, tornando o receptor QPSK inadequado à recepção de sinais deste género. Assim, foram apresentados dois métodos para a eliminação da interferência entre as componentes I (em fase) e Q (em quadratura), que não só podem funcionar em separado como podem trabalhar de forma conjunta alcançando desempenhos muito satisfatórios. Adicionalmente, este sistema foi testado para esquemas com diversidade e para sistemas de turbo-igualização, isto é, quando se tira partido da saída do decodificador.

Abstract

Future mobile telecommunications systems, especially those relating to satellite systems, need a better spectral and power efficiency. An inexpensive and high amplification efficiency is fundamental to achieve the requirements of efficiency, but is also responsible for creating major distortions in signals without a perfectly constant envelope.

The primary objective of this thesis focuses on improving the spectral and power efficiency, with respect to the earth-satellite communication, specifically in the construction of a receiver suitable for signals efficiently amplified. The OQPSK type signals applied in this work, as the type QPSK have a good relationship between spectral and power efficiency, but its dynamic range is smaller, allowing them to make better use of efficient amplification procedures.

It was also considered the design of equalization SC-FDE (single carrier frequency domain equalization), which as you know, in addition to good results on dispersive channels, is still characterized by low level of dynamic range.

The receiver proposed here is based on an iterative scheme SC-FDE, which was designed taking into account that the existence of interference IQ, leads to high levels of degradation, making inappropriate QPSK receiver for reception of signals of this kind. So there were two methods for elimination of interference between the components I (in phase) and Q (in quadrature), which whether can operate separately, or together yield a very good performance. Additionally this system has been tested for diversity and for schemes with turbo-equalization systems, ie when it takes advantage of the decoder output.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto	1
1.2	Organização	3
2	Sistemas de Comunicação por Satélite	5
2.1	Sistemas de Satélite	5
2.2	Problemas e Soluções na Comunicação Satélite	8
2.2.1	Amplificação de Sinal	8
2.2.2	Propagação de Sinal	11
3	Modulações	19
3.1	Modulações M-QAM e M-PSK	19
3.2	QPSK	20
3.3	OQPSK	22
3.3.1	MSK	25

3.4	OQPSK Generalizado	26
4	Igualização no Domínio da Frequência FDE	31
4.1	Igualização OFDM	32
4.2	Igualização SC-FDE	35
4.3	Receptor IB-DFE	37
5	FDE para Sistemas do tipo OQPSK Generalizado	45
5.1	Desenho de FDE para Sistemas QPSK	45
5.2	Desenho de FDE para Sistemas OQPSK com Multiplicidade	48
5.3	Desenho de FDE para Sistemas OQPSK sem Interferência I-Q	50
5.4	Desenho de FDE para Sistemas OQPSK com Cancelamento da Interferência I-Q	57
5.5	Desenho de FDE para Sistemas OQPSK generalizados com Cancelamento da Interferência I-Q	60
5.6	Igualização FDE com Codificação	61
5.7	Igualização FDE com Diversidade	64
6	Conclusões	67
A	Canais e Pulsos de Suporte Utilizados nas Simulações	71
A.1	Canais Considerados	71
A.2	Pulsos de Suporte Considerados	72
	Bibliografia	77

Lista de Figuras

2.1	Característica de potência de um amplificador TWT (A); Característica de fase de um amplificador TWT (B)	10
2.2	Característica de potência de um amplificador SSPA	11
2.3	Esquema da transmissão de um sinal	12
2.4	Resposta do canal no domínio da frequência.	13
2.5	Esquema do igualizador linear	15
2.6	Igualização DFE no tempo	17
3.1	Componentes em fase e em quadratura de um sinal QPSK.	22
3.2	Módulo e fase de um sinal QPSK com pulsos do tipo raise-cosine.	23
3.3	Comparação do espectro QPSK para pulsos rectangulares e raise-cosine.	24
3.4	Diagrama I-Q para QPSK com pulsos do tipo raise-cosine.	25
3.5	Diagrama I-Q para OQPSK com pulsos raise-cosine com e um factor de excesso de banda de 1.	26
3.6	Comparação entre o espectro do MSK com o espectro do OQPSK para pulsos rectangulares.	27

3.7	Diagrama I-Q MSK.	27
4.1	Representação da interferência entre blocos	33
4.2	Constituição cíclica do bloco de dados.	34
4.3	Esquema simplificado de um sistema OFDM.	34
4.4	Valor absoluto de um sinal OFDM.	35
4.5	Comparação entre o esquema OFDM e SC-FDE.	36
4.6	Performance de um sistema SC-FDE linear.	37
4.7	Esquema de igualização IB-DFE com utilização de decisões rígidas.	39
4.8	Esquema de igualização IB-DFE com utilização de decisões brandas.	40
4.9	Variação do cálculo de \bar{a}_n em função do valor de σ	43
4.10	Realimentação do sinal estimado	43
5.1	Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c2 (B)	48
5.2	Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c3 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)	49
5.3	Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c1 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c1 (B)	50
5.4	Multiplicidade e simetria de blocos num sinal OQPSK com tamanho $2N$	52
5.5	Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 2 e canal c2 (B)	56

5.6	Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 1 e canal c3 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 2 e canal c3 (B)	57
5.7	Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)	58
5.8	IB-DFE com cancelamento da interferência	58
5.9	Receptor IB-DFE	59
5.10	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento de interferência, com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento de interferência, com pulsos de suporte 1 e canal c3 (B)	60
5.11	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c3 (B)	61
5.12	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido e cancelamento de todas as componentes, com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido e cancelamento de todas as componentes, com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)	62
5.13	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)	63
5.14	Comparação de desempenho do sinal 1 com receptor do tipo 1 e 2, e com ganho de código normal e turbo. Para canal do tipo c3	63
5.15	Comparação de desempenho do sinal 4 com receptor do tipo 1 e 2, e com ganho de código normal e turbo. Para canal do tipo c3	64

5.16	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c3, para 3 níveis de diversidade	65
5.17	Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c3, para 3 níveis de diversidade	65
A.1	Desenvolvimento do sinal 1 no tempo (A);Desenvolvimento do sinal 1 na frequência (B)	73
A.2	Diagrama I-Q do sinal 1	74
A.3	Desenvolvimento do sinal 2 no tempo (A); Desenvolvimento do sinal 2 na frequência (B)	74
A.4	Diagrama I-Q do sinal 2	75
A.5	Desenvolvimento do sinal 4 no tempo (A); Desenvolvimento do sinal 4 na frequência (B)	75
A.6	Ocupação espectral do sinal 4	76
A.7	Diagrama I-Q do sinal 4	76

Lista de Acrónimos

AM/AM - Amplitude Modulation to Amplitude Modulation conversion

AM/PM - Amplitude Modulation to Phase Modulation conversion

AWGN - Additive White Gaussian Noise

BER - Bit Error Rate

BPSK - Binary Phase Shift Keying

CPM - Continuous Phase Modulation

FDE - Frequency Domain Equalization

ISI - InterSymbol Interference

LLR - Log-Like Ratio

MFB - Match Filter Bound

ML - Maximum Likelihood

MLSE - Maximum-Likelihood Sequence Estimation

MSK - Minimum Shift Keying

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OQAM - Offset Quadrature Amplitude Modulation

OQPSK - Offset Quadrature Phase Shift Keying

PAM - Pulse Amplitude Modulation

PMEPR - Peak-to-Mean Envelope Power Ratio

PSK - Phase Shift Keying

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

SC - Single Carrier

SISO - Soft-In Soft-Out

SNR - Signal-to-Noise Ratio

SOVA - Soft Output Viterbi Algorithm

SSPA - Solid State Power Amplifier

TWT - Travelling Wave Tube

Lista de Variáveis

$a(t)$	envolvente complexa de um sinal de dados modulado
$a_A(t)$	sinal modulado
$a^I(t)$	parte real do sinal de dados no domínio do tempo
a_n	envolvente complexa de um sinal modulado para a n-ésima amostra
a_n^I	parte real de a_n
$a_n^{(J)}$	sinal a_n sobre-amostrado com um factor J
a_n^Q	valor da parte imaginária de a_n
a_{out}	OQPSK à saída de um amplificador não linear
$a^p(t)$	sinal de dados no formato paralelo
$a^Q(t)$	parte imaginária do sinal de dados no domínio do tempo
$a^s(t)$	sinal de dados no formato série
\bar{a}_n	valor médio de a_n
\bar{a}_n^I	valor médio da parte real de a_n

\bar{a}_n^Q	valor médio da parte imaginária de a_n
\hat{a}_n	valor de \tilde{a}_n após decisão rígida
\hat{a}_n^I	valor da parte real de \tilde{a}_n após decisão rígida
\hat{a}_n^Q	valor da parte real de \tilde{a}_n após decisão rígida
\tilde{a}	valor da estimação de a
\tilde{a}_n	valor da estimação de a_n
$A(f)$	envolvente complexa do sinal no domínio da frequência
A_k	sinal de dados modulado, para a k-ésima amostra
$A_k^{(J)}$	sinal A_k sobre-amostrado com um factor J
$A_k^{I(J)}$	parte real do sinal A_k sobre-amostrado com um factor J
$A_k^{I(m)}$	parte real da m-ésima componente OQPSK do sinal A_k
$A_k^{p(J)}$	sinal A_k sobre-amostrado com um factor J , no formato paralelo
$A_k^{Q(J)}$	parte imaginária do sinal A_k sobre-amostrado com um factor J
\bar{A}_k	valor médio de A_k
\tilde{A}_k	valor da estimação de A_k
A_M	envolvente de saída na zona de saturação
$A(R)$	amplitude de saída do amplificador
B_k	coeficiente de equalização <i>Feedback</i>
c_0	velocidade da luz
c_i	valor do coeficiente de igualização no tempo para a i-ésima amostra

$C(f)$	valor do coeficiente de igualização na frequência
d_i	distância entre o emissor e o receptor
E_{min}	energia mínima
E_s	energia por símbolo
f	frequência
f_0	frequência inicial
f_1	frequência de desvio no formato série
f_c	frequência da portadora
F	espaçamento entre portadoras
F_a	frequência de amostragem
F_k	coeficiente de equalização <i>Feedback</i>
$F_k^{(l)}$	coeficiente F_k para a l-ésima antena
$h(t)$	resposta impulsiva do canal
$h_c(t)$	canal no domínio do tempo
$H_c(f)$	canal no domínio da frequência
$H(f)$	resposta em frequência do canal
H_k	resposta em frequência do canal para a k-ésima frequência
$H_k^{(l)}$	resposta em frequência do canal para a k-ésima frequência e para a l-ésima antena
i	índice temporal associado à resposta impulsiva do canal
J	factor de sobre-amostragem

J_{lagre}	função de lagrange
L	número de antenas
L_n^I	coeficiente LLR associado à parte real do sinal
L_n^Q	coeficiente LLR associado à parte imaginária do sinal
K_I	espaço suplementar para prefixo cíclico
M	número de componentes OQPSK
n	índice temporal associado ao bloco de dados
N	número de amostras associadas ao bloco de dados
N_0	densidade espectral de potência unilateral do ruído
N_{FF}	tamanho do filtro <i>feedforward</i>
N_{FB}	tamanho do filtro <i>feedback</i>
N_c	número de amostras associadas à resposta impulsiva do canal
N_k	ruído no domínio da frequência
p	controle de suavidade de transição
P_{in}	potência de entrada
P_{out}	potência de saída
$P_{médio}$	potência média
P_{pico}	potência de pico
q_n	valor do filtro equalizador no tempo para a n-ésima amostra
$r^m(t)$	impulso de suporte associado à m-ésima componente OQPSK

r_n	impulso de suporte no domínio do tempo, para a n-ésima amostra
$r^p(t)$	impulso de suporte no domínio do tempo, no formato paralelo
$r^s(t)$	impulso de suporte no domínio do tempo, no formato série
$r(t)$	impulso de suporte no domínio do tempo
$R(f)$	impulso de suporte no domínio da frequência
$R^m(f)$	impulso de suporte associado à m-ésima componente OQPSK, no domínio da frequência
R_k	impulso de suporte no domínio da frequência
$S_{a_{out}}(f)$	densidade espectral de potência do sinal a_{out}
T_a	periodo de amostragem
T_s	periodo de símbolo
s_M	envolvente de entrada na zona de saturação
S_{out}	sinal de saída do amplificador
T	período de um sinal
v	velocidade
w	índice de símbolos
x_n	valor binário dos dados no domínio da tempo, para a n-ésima amostra
x^I	valor binário dos dados no domínio do tempo, associados à parte real do sinal
x_n^I	valor binário da parte real do sinal no domínio do tempo, para a n-ésima amostra
$x_n^{(J)}$	sinal x_n sobre-amostrado com um factor J

$x_n^{p(J)}$	sinal x_n sobre-amostrado com um factor J , no formato paralelo
x_n^m	sinal x_n associado à m-ésima componente OQPSK
x^Q	valor binário dos dados no domínio do tempo, associados à parte imaginária do sinal
x_n^Q	valor binário da parte imaginária do sinal no domínio do tempo, para a n-ésima amostra
X^I	valor binário da parte imaginária do sinal no domínio da frequência
X_k	valor binário do sinal no domínio da frequência, para a k-ésima amostra
$X_k^{(J)}$	sinal X_k sobre-amostrado com um factor de J
$X_k^{p(J)}$	sinal X_k sobre-amostrado com um factor de J , no formato série
X^Q	valor binário da parte imaginária do sinal no domínio da frequência
y_n	n-ésima amostra do sinal recebido no tempo
$y(t)$	sinal recebido
Y_k	k-ésima amostra do sinal recebido na frequência
α	valor inverso do SNR
α_i	potência associada a cada raio da resposta impulsiva
Δ_τ	comprimento da resposta impulsiva do canal
ϵ_n	erro associado ao bloco
ϵ	erro
γ	valor médio de $H_k F k$
γ_n	valor médio de $H_k F k$ associado ao bloco de dados

η	rendimento
λ	coeficiente de lagrange
ν	Ruído no domínio do tempo
$\Psi_{k,l}^{(1)}$	primeiro intervalo de simetria
$\Psi_{k,l}^{(2)}$	segundo intervalo de simetria
$\Psi_{k,l}^{(3)}$	terceiro intervalo de simetria
$\Psi_{k,l}^{(4)}$	quarto intervalo de simetria
ρ	factor de estabilização dos coeficientes
ρ_n^I	parte real do factor de fiabilidade nas decisões
ρ_n^Q	parte imaginária do factor de fiabilidade nas decisões
σ	variância
θ	atraso da componente em quadratura
θ_k	k-ésima amostra para atraso da componente em quadratura
$\Theta(R)$	fase de saída do amplificador
Θ_M	rotação de fase
τ_i	distância ente raios da resposta impulsiva do canal
τ_{cp}	tamanho do prefixo cíclico

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

A evolução de qualquer sistema de comunicação está dependente da capacidade de gerar o retorno financeiro do investimento nele aplicado.

Ao longo dos anos a comunicação por satélite tem demonstrado as suas inúmeras potencialidades no fornecimento de serviços de comunicação a nível global. Dado tratar-se de um sistema sem infra-estruturas de apoio em terra, o seu funcionamento encontra-se imune a catástrofes naturais, permitindo estabelecer comunicação nos lugares mais remotos do mundo.

Nos dias de hoje, esta forma de comunicação assume um peso relevante no cenário das comunicações móveis globais. Ainda assim, alguns entraves se erguem a uma utilização generalizada dos satélites. O preço de construção e lançamento está sem dúvida no topo dos problemas que esta solução enfrenta. Ao contrário da generalidade dos sistemas de comunicação móvel, não é qualquer empresa da especialidade que se lança no negócio da comunicação satélite, seja por impossibilidade financeira ou por falta de acesso à tecnologia necessária. Assim, a diminuição dos custos associados à implementação desta tecnologia, facilitada por uma maior eficiência espectral e de potência, é prioritária ao desenvolvimento de sistemas de comunicação baseados

em satélites.

A amplificação do sinal no transmissor é um dos processos chave para as telecomunicações, e em particular para as que se processam com recurso a satélites, visto que a energia dispendida na amplificação tem um elevado peso na eficiência energética de todo o sistema, influenciando o seu preço e o tempo de vida.

Devido a restrições de potência nestes sistemas e de forma a garantir uma boa eficiência de potência é habitual a utilização de amplificadores não lineares. No entanto, estes amplificadores são apenas recomendados para sinais cuja envolvente é quase constante. As modulações do tipo CPM (Continuous Phase Modulation) são modulações de envolvente constante, estando incluídos nesse grupo o MSK (Minimum Shift Keying) e o GMSK (Gaussian MSK), como modulações QPSK, que se caracterizam por uma boa relação entre a eficiência espectral e de potência, mas que ainda apresentam problemas ao nível da flutuação da envolvente, sempre que existem variações de fase de 180° . As modulações OQPSK, ou do tipo OQPSK generalizado são indicadas para a obtenção de sinais modulados livres de flutuação de envolvente. Estas últimas são compostas por várias componentes lineares do tipo OQPSK, sendo particularmente importantes no contexto de uma amplificação não linear, visto que mantêm o formato de representação mesmo após submetidas a um dispositivo não linear.

Neste trabalho é analisado um sistema de receção para sinais não linearmente amplificados, baseado numa igualização no domínio da frequência, com tratamento suplementar para eliminação da interferência residual.

Como elemento central de todo o sistema, encontra-se a utilização de sinais que após uma amplificação não linear, sejam passíveis de serem descritos como uma soma de componentes lineares e que após a passagem por um canal dispersivo, seja possível a recuperação dos dados enviados.

O emprego dos sinais do tipo acima referido, denominados por OQPSK generalizados, para além das vantagens já referidas, caracterizam-se igualmente por uma boa eficiência espectral.

No âmbito dos sistemas de satélite, o trabalho realizado visa melhorar a eficiência energética e espectral, através da criação de um receptor para sinais OQPSK generalizados, baseado numa igualização no domínio da frequência.

1.2 Organização

Esta Tese encontra-se dividida em 6 capítulos. Após este capítulo introdutório, o capítulo 2 descreve os principais tipos de sistemas de satélite, incluindo características e aplicações no contexto das telecomunicações. Seguidamente, são apresentados os problemas associados à comunicação satélite, descrevendo de forma geral algumas das possíveis soluções para as questões apresentadas.

No capítulo 3 são apresentadas modulações do tipo OQPSK e OQPSK generalizado, com ênfase para as vantagens em sistemas de comunicação via satélite.

O capítulo 4 começa com uma descrição geral do método de igualização do OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Seguidamente é apresentado com mais pormenor o processo de igualização SC-FDE, e descrita a sua relação com o OFDM. Posteriormente, é feita a extensão para a arquitectura IB-DFE, que consiste no modelo implementado no sistema proposto. Ainda neste capítulo é feita a apresentação do esquema de igualização turbo, tirando partido da codificação dos dados.

O capítulo 5 começa com uma descrição do receptor FDE para QPSK, sendo apresentados os problemas associados, na recepção de sinais do tipo OQPSK e OQPSK generalizado. Seguidamente é feita a descrição do receptor OQPSK sem interferência entre componentes I-Q, sendo posteriormente descrito o receptor OQPSK com cancelamento da interferência I-Q. A caracterização dos sinais e canais contemplados é realizada em apêndice. Ao longo do capítulo 5, são apresentados resultados das simulações que corroboram as opções adoptadas, quer a nível das arquitecturas dos sistemas, quer a nível do formato dos sinais.

Capítulo 2

Sistemas de Comunicação por Satélite

Neste capítulo são apresentados alguns sistemas de comunicação satélite, identificando as suas características mais importantes, bem como as dificuldades inerentes à sua implementação.

2.1 Sistemas de Satélite

A possibilidade de uma conexão sem fios, de grande largura de banda, em qualquer parte do mundo, traz vantagens económicas para as empresas de telecomunicações e assume-se como hipótese única no acesso a serviços de telecomunicações de banda larga para regiões remotas.

As características dos sistemas de satélite impõem restrições ao desenvolvimento desta tecnologia que são distintas das encontradas nos sistemas de comunicação sem fios terrestres. A grande evolução registada ao nível das comunicações terrestres sem fios, condiciona a próxima geração de sistemas de satélite, nomeadamente no que toca à eficiência espectral e de potência, de forma a poderem competir e integrar-se nos sistemas de comunicação actuais.

A classificação de cada satélite é feita com base na sua distância orbital [1]:

- LEO (Low Earth Orbit): altitudes entre 500 a 2000Km.
- MEO (Medium Earth Orbit): altitudes entre 5000 a 20000Km.
- GEO (Geostationary Earth Orbit): altitudes superiores a 35800Km.

Em 1958 foi lançado o primeiro satélite GEO (Geoestacionário), tendo sido também o primeiro satélite artificial a orbitar a terra. Os satélites GEO orbitam a uma altitude de 35,800 km, ao longo da linha equatorial, sendo necessárias três condições para que a orbita deste satélite se mantenha geoestacionária:

- O satélite tem que se deslocar para oeste à mesma velocidade rotacional da terra.
- A sua orbita tem que ser circular.
- A inclinação da orbita tem que ser nula.

A grande altitude da orbita geoestacionária permite uma cobertura alargada do planeta (1/4 da superfície), o que torna os satélites deste tipo especialmente adequados para sistemas de difusão. Actualmente estão em operação cerca de 720 satélites, dado que a actual tecnologia permite a colocação de um aparelho destes a cada meio grau.

A comunicação com sistemas GEO, devido à grande distância a que se encontram da terra, está normalmente associada a atrasos significativos, na ordem de $240ms$, que os tornam inadequados para sistemas de comunicação bidireccionais em tempo real.

Os satélites LEO giram em volta da terra a grande velocidade, completando uma volta completa ao planeta em aproximadamente 100 minutos [2]. A utilização deste tipo de satélite está normalmente associada a comunicações ponto a ponto, sendo necessária uma constelação com várias dezenas de satélites para cobrir todo o planeta.

Actualmente estão implementados sistemas LEO a oferecer serviços a nível global. São disso exemplo o Iridium [2], onde o encaminhamento de tráfego é feito no espaço entre os 66 satélites do sistema, e o Globalstar, que ao contrário do Iridium, processa o encaminhamento, não contemplando ligações directas entre os seus 48 satélites [3].

De facto, uma rede de satélites pode ser comparada em muitos aspectos a uma rede celular. Em ambos os casos é aplicado o conceito de célula, que no caso dos satélites possui a característica adicional da mobilidade, trazendo com isso uma complexidade acrescida aos problemas já associados a esse tipo de arquitectura, como a interferência co-canal, e a realização de hand-off [3].

Tal como os LEO, os satélites MEO, não são estacionários. Portanto à semelhança destes, a sua utilização é mais vocacionada para a comunicação ponto a ponto. As redes MEO são por norma constituídas por menos satélites, devido à maior pegada associada à sua órbita mais elevada.

Um dos aspectos mais importantes na comunicação por satélite prende-se com os elevados custos de colocação dos sistemas em órbita, e com a consequente necessidade de rentabilização do investimento durante o tempo de vida do satélite. Os LEO são os que apresentam menores dimensões e peso, e por isso são também os que têm custos de lançamento mais baixos. Por outro lado, dada a pegada reduzida (tipicamente 200km de diâmetro), é necessário um grande número de LEOs para criar uma rede capaz de cobrir todo o planeta, o que aumenta o custo total do sistema.

A órbita de cada satélite, para além de influenciar o tamanho e o custo total do mesmo, condiciona ainda as condições de propagação do sinal e os tempos de atraso na comunicação, que para sistemas LEO são na ordem dos $4.6ms$ e para sistemas MEO são de $93ms$, valores que se podem considerar como desprezáveis do ponto de vista do utilizador [3].

Devido à grande velocidade a que se deslocam, principalmente os LEO, estes sistemas são

afectados pelo efeito de Doppler, isto é,

$$f = f_0 \frac{1}{1 + v/c_0}, \quad (2.1)$$

em que f é a frequência do sinal recebido, f_0 é a frequência do sinal que foi enviado, c_0 é a velocidade da onda, que neste caso corresponde à velocidade da luz e v é a velocidade a que a fonte se desloca, positiva no caso de a fonte se afastar do observador e negativa se pelo contrário a fonte se estiver a aproximar do observador. Neste caso, o efeito de Doppler traduz-se numa alteração na frequência da portadora devido à aproximação ou afastamento do satélite em relação ao observador, que se pode considerar fixo.

2.2 Problemas e Soluções na Comunicação Satélite

Na comunicação satélite, a grande distância acarreta um elevado dispêndio de potência na amplificação. A necessidade de tornar a comunicação mais económica leva a optar por amplificadores energeticamente eficientes, mas que provocam grandes distorções do sinal.

À semelhança do que sucede com as comunicações móveis terrestres, na comunicação por satélite, o sinal está dependente dos efeitos distorcivos do canal. Este efeito impossibilita normalmente a correcta recuperação dos dados, criando a necessidade de técnicas que ao nível do receptor eliminem a influência do canal.

2.2.1 Amplificação de Sinal

Conceptualmente podem definir-se dois tipos de amplificadores. Os quase lineares, caracterizados por um preço elevado e um rendimento inferior a 50%, sendo o rendimento definido como

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.2)$$

em que P_{in} é potência de entrada e P_{out} é a potência à saída do amplificador.

Os amplificadores utilizados nas comunicações por satélite são desenhados de forma maximizar a eficiência do processo, trabalhando normalmente perto da zona de saturação, para garantir maior rendimento energético. Os sistemas de comunicação modernos estão equipados com amplificadores de alta potência (HPAs), cujo funcionamento na saturação acarreta fortes distorções em sinais de envolvente não constante [4]. Entre os tipos de amplificadores destacam-se os amplificadores SSPA (Solid State Power Amplifier), utilizados em sistemas de telecomunicações móveis celulares, dado o seu tamanho reduzido, e os TWT (Traveling Wave Tube), comuns nos sistemas de satélite, principalmente sistemas GEO.

Seja $s_{in}(t)$ um sinal à entrada de um amplificador. Podemos descrever o sinal na saída como

$$s_{out}(t) = A(R)e^{j(\Theta(R)+\arg(s_{in}(t)))}, \quad (2.3)$$

em que s_{in} é a envolvente complexa do sinal de entrada, os factores $A(R)$ e $\Theta(R)$ representam respectivamente as funções de conversão AM/AM e AM/PM e $R = |s_{in}|$ representa a envolvente de entrada.

Por sua vez, um amplificador do tipo TWT pode ser descrito pelas funções de conversão AM/AM e AM/PM

$$A(R) = 2 \frac{A_M(R/s_M)}{1 + (R/s_M)^2} \quad (2.4)$$

e

$$\Theta(R) = 2 \frac{\Theta_M(R/S_M)^2}{1 + (R/S_M)^2} \quad (2.5)$$

em que S_M e A_M representam respectivamente as envolventes de entrada e de saída, na saturação. Θ_M representa a rotação de fase. As características de potência e de fase são as que se apresentam na figura 2.1.

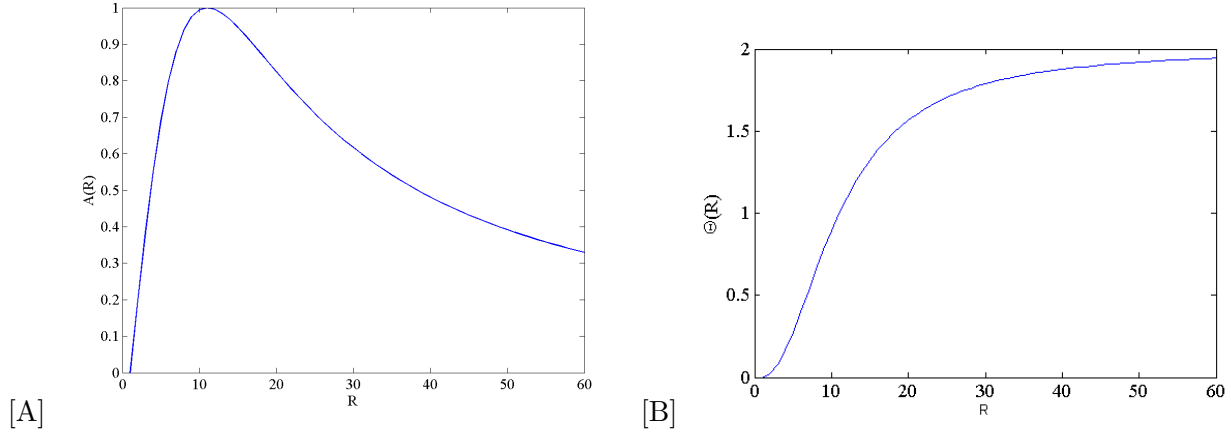


Figura 2.1: Característica de potência de um amplificador TWT (A); Característica de fase de um amplificador TWT (B)

Considerando agora um amplificador SSPA, este é caracterizado pela função AM/AM e AM/PM descrita por

$$A(R) = \frac{A_M(R/s_M)}{[1 + ((R/s_M)^{2p})]^{1/2p}} \quad (2.6)$$

e

$$\Theta(R) = 0, \quad (2.7)$$

em que A_M representa o máximo valor da envolvente, A_M/s_M é o factor de amplificação a baixa potência e p é responsável pelo controlo da suavidade de transição entre a zona linear e a de saturação. Neste caso, a conversão AM/PM é considerada desprezável. Esta propriedade, quando aliada a $A(R) \approx \frac{A_M}{s_M} R$ perto da saturação e $p = +\infty$, torna o SSPA num sistema equivalente a um limitador brando. A característica de potência do amplificador SSPA encontra-se ilustrada na figura 2.2. Embora mais compactos, os SSPAs face aos TWTs têm como desvantagem um rendimento inferior.

Em contraste com os amplificadores quase lineares, os amplificadores fortemente não lineares são mais baratos e alcançam rendimentos perto dos 100%, podendo ter potências de saída

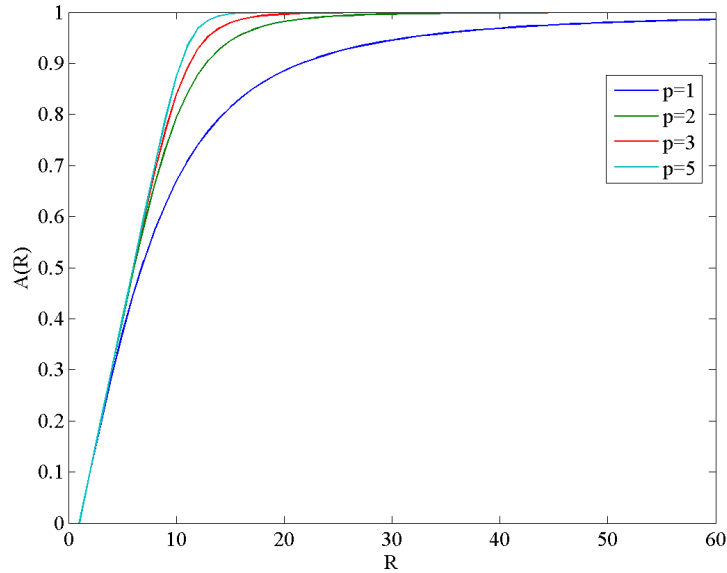


Figura 2.2: Característica de potência de um amplificador SSPA

P_{out} muito elevadas. No entanto, este género de amplificador obriga ao recurso a sinais de envolvente constante.

2.2.2 Propagação de Sinal

Em sistemas de comunicações móveis, o canal de transmissão assume uma grande importância no desempenho da comunicação, condicionando a correcta recuperação dos dados [5].

Considere-se o sistema de comunicação representado na figura 2.3, onde $x(t)$ representa o sinal enviado, $h_c(t)$ a resposta impulsiva do canal e $h_r(t)$ a resposta impulsiva do filtro de recepção. A envolvente complexa do sinal, após o filtro de recepção, é descrita por

$$y_n(t) = \sum_n a_n h(t - nT) + \nu(t), \quad (2.8)$$

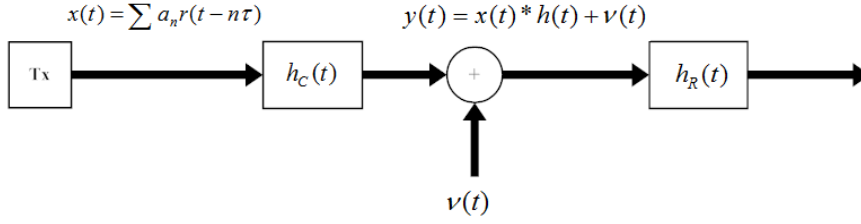


Figura 2.3: Esquema da transmissão de um sinal

com

$$h(t) = h_c(t) * h_r(t), \quad (2.9)$$

em que $h(t)$ representa a resposta total do canal e $v(t)$ representa uma componente de ruído, tal como representado na figura 2.3. Na presença de um canal dispersivo no tempo, pode surgir interferência intersimbólica (ISI), cuja existência impossibilita a correcta recuperação dos dados, levando a grandes taxas de erros.

Os ambientes urbanos, são propensos à criação de canais geradores de forte distorção, caracterizados por um efeito de desvanecimento, devido ao multipercurso. Nestas condições, o sinal na entrada do receptor pode ser descrito como uma soma de várias componentes resultantes da associação do bloco de dados com os diversos caminhos possíveis, na forma

$$h_c(t) = \sum_i^{N_c} \alpha_i \delta(t - \tau_i), \quad (2.10)$$

em que N_c é o tamanho da resposta impulsiva do canal, e α_n é a potência associada a cada impulso da resposta impulsiva e

$$\tau_i = \frac{d_i}{c_0}, \quad (2.11)$$

em que d_i é a distância entre o emissor e o receptor e c_0 é a velocidade da luz. Calculando a

transformada a de Fourier de (2.10) obtém-se

$$H_c(f) = \sum_i^{N_c} \alpha_i e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.12)$$

cuja resposta em frequência pode ser observada na figura 2.4, sendo visível a selectividade exibida pelo nível da frequência.

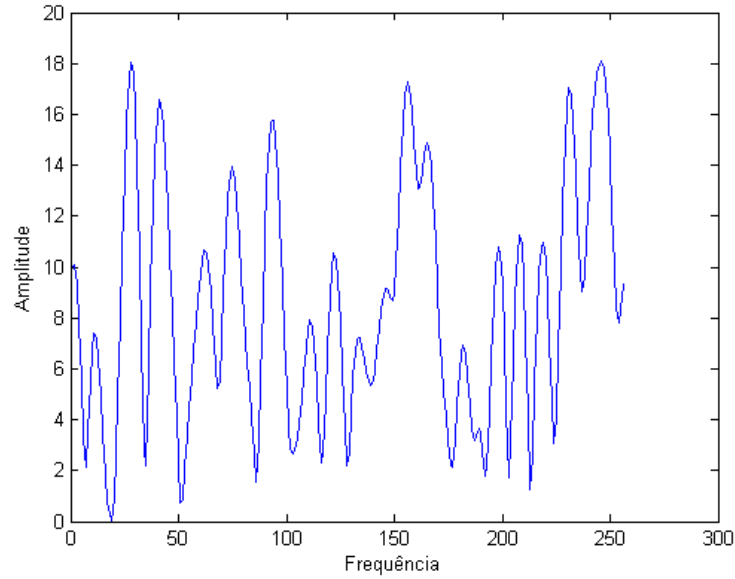


Figura 2.4: Resposta do canal no domínio da frequência.

Para solucionar o problema da distorção do canal, devem ser utilizadas no receptor técnicas de igualização, para a compensação da ISI. Os primeiros métodos de igualização realizavam esta compensação no domínio do tempo. Neste documento serão revistos três desses métodos [5].

A solução óptima do ponto de vista da recepção, é implementada pelo receptor MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), cujo o processo para a eliminação da interferência intersimbólica passa por minimizar a relação dada por

$$\int_{-\infty}^{\infty} |(y(t) - a(t) * h(t))|^2 dt \quad (2.13)$$

O aspecto menos positivo desta técnica reside na complexidade, que é dada por M^{N_c} , em que M é o número de bits por símbolo e N_c é o tamanho da resposta impulsiva. Pelo que métodos de igualização que introduzam vários bits por símbolo, ou em canais altamente dispersivos, tornam-se impraticáveis para efeitos de implementação.

No método de igualização linear [5], o sinal recebido é passado por uma sequência de filtros igualizadores, que procuram anular o efeito do canal nos vários momentos temporais da sua resposta impulsiva, tal como ilustrado na figura 2.5.

A estimação de cada símbolo é dada por

$$\tilde{a}_n = \sum_{i=-N}^N c_i y_{n-i} \quad (2.14)$$

em que y_n é o sinal no receptor e os índices de c_i representam os valores dos coeficientes, associados aos vários instantes de tempo considerados e que devem ser escolhidos visando a minimização da probabilidade de erro.

A abordagem *Peak Distortion Criterion*, que também pode ser encarada como um método *ZF* (Zero Forcing), define que idealmente os vários filtros igualizadores possam ser representados temporalmente por

$$q_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i h_{n-i} \quad (2.15)$$

em que h_n representa a resposta impulsiva temporal do canal e c_i representa a resposta impulsiva do igualizador. Passando para o domínio da frequência e resolvendo em ordem a c_n obtém-se

$$C(f) = \frac{1}{H(f)} \quad (2.16)$$

em que $H(f)$ representa a resposta do canal no domínio da frequência (exemplificado na figura 2.4). A anterior expressão demonstra, que de forma a anular o efeito do canal, c_i tem que ser

o inverso da resposta do canal. Na prática, dada a impossibilidade de obter infinitas amostras da resposta temporal do canal, pois estas dependem do número de filtros implementados, não é possível descrever completamente o canal h_n , pelo que a interferência não pode ser completamente removida através deste método.

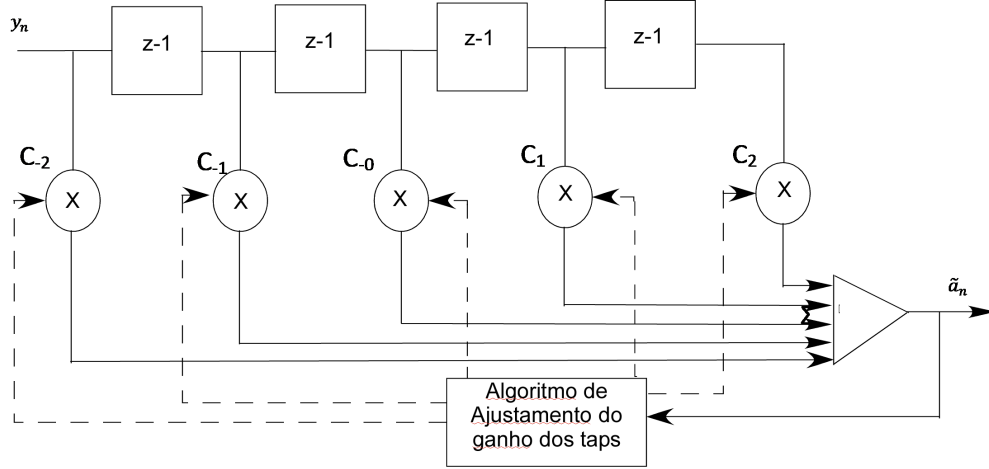


Figura 2.5: Esquema do igualizador linear

O critério *Mean Square Error* (MSE), realiza o cálculo dos coeficientes de forma a minimizar o valor médio quadrático de

$$\epsilon_n = a_n - \hat{a}_n, \quad (2.17)$$

em que a_n representa o símbolo transmitido e \hat{a}_n representa a estimação do símbolo enviado, na saída do igualizador. No caso de a_n ser complexo, o índice de performance para o critério MSE é dado por

$$J = E \left[|\epsilon_n|^2 \right]. \quad (2.18)$$

Por outro lado, caso a_n seja real, consiste apenas no valor quadrático da parte real do sinal. Desenvolvendo a expressão (2.17), e considerando um cenário ideal, como um número infinito

de filtros, chega-se a

$$E[(a_n - \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i y_{n-i}) y_{n-1}^*], \quad (2.19)$$

cujo desenvolvimento em ordem a c_i e consequente passagem para o domínio da frequência permite escrever

$$C(f) = \frac{H^*(f)}{H(f) + N_0}, \quad (2.20)$$

em que $H(f)$ é a representação do canal na frequência e N_0 representa a densidade espectral do ruído. Ao contrário do que acontece no critério *Peak Distortion Criteria*, neste caso o equalizador não tenta compensar o canal nulo. Por outro lado, tal como a abordagem *Peak Distortion Criteria*, aqui também se verifica a impossibilidade de eliminação de toda a interferência, devido à limitação no número de filtros implementados. No que respeita à complexidade, o método de igualização linear, possui complexidade computacional que evolui de forma linear com o aumento da resposta impulsiva do canal, L .

O equalizador DFE (Decision Feedback Equalization) representado na figura 2.6 consiste em dois filtros, um filtro *feedback* e um filtro *feedforward*. Apesar de termos funções diferentes do modelo linear, ambas são constituídas por filtros temporais, espaçados a intervalos de T . Pode considerar-se então que o equalizador linear é um caso particular do DFE. No que respeita à arquitectura do equalizador, este é constituído por um equalizador transversal linear (filtro *feedforward*), ao qual foi adicionada uma componente de realimentação, na qual o valor do símbolo anterior estimado é passado por um filtro de *feedback* e adicionado ao valor do símbolo actual estimado. Este procedimento visa remover a interferência intersimbólica proveniente do símbolo anterior. Assim o sinal estimado à saída do equalizador pode ser expresso por

$$\tilde{a}_n = \sum_{i=-N_{FF}}^0 c_i y_{n-i} + \sum_{i=1}^{N_{FB}} c_i \hat{a}_{n-i} \quad (2.21)$$

em que \tilde{a}_n representa o valor estimado do símbolo de ordem n , c_i representa os coeficientes

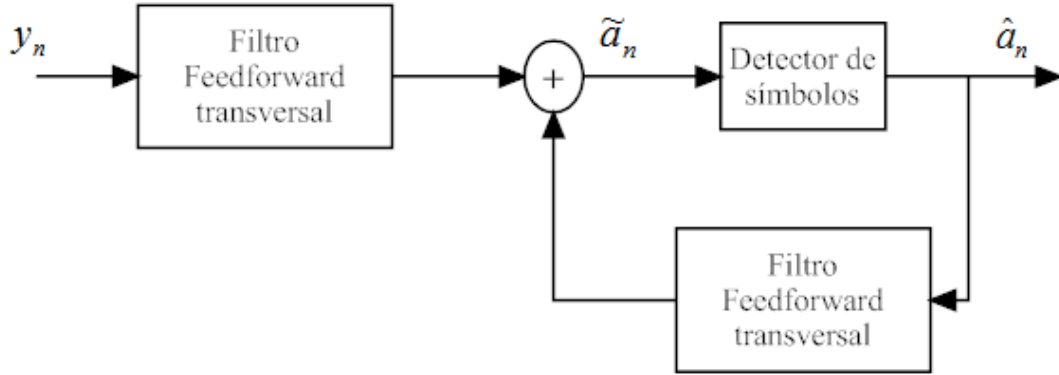


Figura 2.6: Igualização DFE no tempo

de igualização do filtro e \hat{a}_n representa o valor dos símbolos detectados anteriormente. O igualizador assume $N_{FF} + 1$ filtros na secção linear e N_{FB} filtros na secção de realimentação.

No que respeita ao cálculo de c_i , os critérios *Peak distortion criterion* e MSE continuam válidos para este esquema DFE.

Em [5] ficou demonstrada a grande superioridade do sistema DFE em relação à igualização linear, quando são considerados desprezáveis os erros de decisão em ambos os sistemas, devido à eliminação da interferência proveniente dos símbolos anteriores.

Capítulo 3

Modulações

A inevitabilidade da utilização de amplificadores fortemente não lineares na construção de dispositivos de telecomunicações móveis mais baratos, exige sinais com envolvente quase constante, de forma a minimizar a distorção no processo de amplificação. Ao longo deste capítulo são apresentadas técnicas de modulação adequadas para sistemas de satélite, analisando o seu desempenho a nível espectral e de potência.

3.1 Modulações M-QAM e M-PSK

Os sinais M-QAM podem ser definidos através da expressão

$$a(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} x^I \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} x^Q \sin(2\pi f_c t), \quad (3.1)$$

em que E_{min} representa a energia do símbolo com menor amplitude, T_s é o tempo de símbolo, f_c é a frequência portadora, e x^I e x^Q são inteiros escolhidos de acordo com a localização dos símbolos. Este tipo de sinal apresenta boa eficiência espectral, mas devido à proximidade entre símbolos, a sua eficiência de potência não é a melhor. Também se pode concluir através da análise da sua expressão geral, que nem todos os símbolos têm a mesma amplitude, pelo que

podem apresentar elevada gama dinâmica.

Na modulação M-PSK a fase do sinal pode variar entre M valores possíveis, podendo a expressão do seu sinal ser definida por

$$a_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} \cos \left[(i-1) \frac{2\pi}{M} \right] \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} \sin \left[(i-1) \frac{2\pi}{M} \right] \sin(2\pi f_c t);$$

$$i = 1, 2, \dots, M, \quad (3.2)$$

Este tipo de modulação é caracterizada pela boa eficiência espectral, proporcional ao valor de M . Como todos os símbolos possuem a mesma energia, apresenta uma gama dinâmica inferior à do M-QAM. Em termos de eficiência de potência são piores que as modulações do tipo M-QAM, dada a maior proximidade entre símbolos da constelação.

3.2 QPSK

As modulações do tipo CPM [6] caracterizam-se pela envolvente constante e uma boa eficiência espectral. Da família CPM fazem parte as modulações QPSK, OQPSK, GMSK [7], MSK (que pode ser vista como um caso particular de OQPSK) [8]. A Modulação QPSK é do tipo PSK, e pode ser descrita na forma

$$a_A(t) = \text{Re} \{a(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \text{Im} \{a(t)\} \sin(2\pi f_c t), \quad (3.3)$$

em que f_c é a frequência da portadora e $a(t)$ é a envolvente complexa, descrita por

$$a(t) = a^I(t) + ja^Q(t), \quad (3.4)$$

onde $a^I(t)$ e $a^Q(t)$ representam respectivamente as componentes em fase e quadratura da envolvente complexa do sinal, e são definidas por

$$a^I(t) = \sum_n x_n^I r(t - nT) \quad (3.5)$$

e

$$a^Q(t) = \sum_n x_n^Q r(t - nT), \quad (3.6)$$

em que $r(t)$ representa o impulso de suporte, x_n^I e x_n^Q representam o valor da polaridade do impulso e assumem valores ± 1 .

A figura 3.1 apresenta as componentes em fase e quadratura de um sinal QPSK, com pulsos de suporte rectangulares.

Na figura 3.1 é visível a distribuição equitativa da informação presente no sinal, demonstrando uma independência das suas componentes. Assim cada símbolo QPSK transporta dois bits, sendo uma modulação caracterizada por uma boa eficiência de potência, se comparada com outras modulações, como a M-QAM ou a M-QPSK.

A figura 3.2 ilustra a envolvente de um sinal QPSK com pulsos do tipo raise-cosine com e um factor de excesso de banda de 1. A análise do sinal revela que em vários momentos a sua amplitude é zero, em consequência de uma variação de fase de 90° . Assim apesar do baixo PMEPR, a modulação QPSK apresenta uma grande flutuação de envolvente sempre que a fase varia 90° . Esta situação representa um dos pontos mais fracos do QPSK, o qual foi resolvido com o desenvolvimento do OQPSK.

A figura 3.3 compara a ocupação espectral do QPSK com pulsos rectangulares, com o QPSK com pulso do tipo raise-cosine e um factor de excesso de banda de 1. É notório pela sua observação, que a segunda opção é muito mais económica ao nível do espectro.

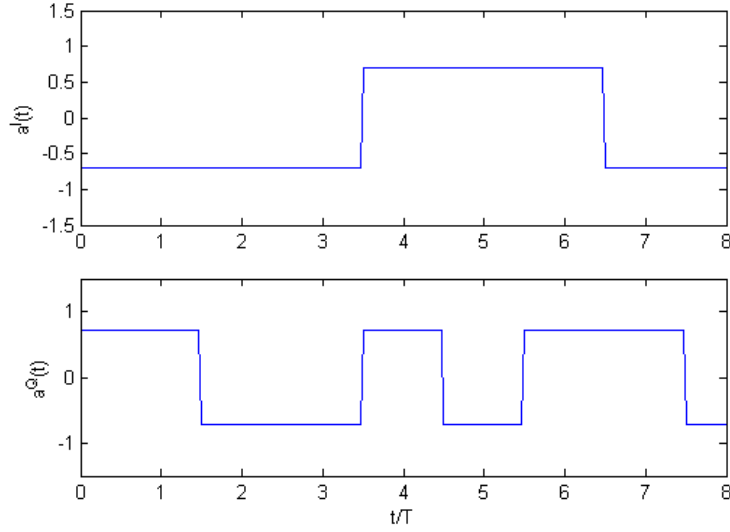


Figura 3.1: Componentes em fase e em quadratura de um sinal QPSK.

3.3 OQPSK

A envolvente complexa dum sinal OQPSK também é dada por (3.3), com as componentes em fase e em quadratura descritas por

$$a^I(t) = \sum_n x_n^I r(t - nT) \quad (3.7)$$

e

$$a^Q(t) = \sum_n x_n^Q r(t - nT - \theta). \quad (3.8)$$

Agora a componente em quadratura, tem um atraso de $\theta = T/2$ relativamente à componente em fase. Deste modo, o sinal OQPSK, pode ser descrito

$$a_A(t) = \text{Re} \{ a(t) \exp(j2\pi f_c t) \}, \quad (3.9)$$

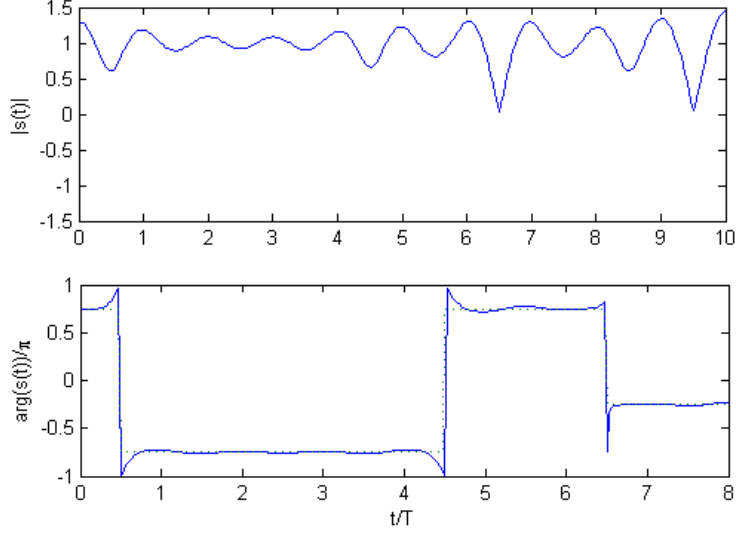


Figura 3.2: Módulo e fase de um sinal QPSK com pulsos do tipo raise-cosine.

em que f_c é a frequência da portadora e $a(t)$ é a envolvente complexa, que pode ser descrita na forma

$$a^p(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n r^p(t - n\frac{T}{2}), \quad (3.10)$$

em que $r^p(t)$ é um sinal real, utilizado como pulso de suporte e x_n é o sinal do impulso, que pode tomar valores $x_n = \pm 1, \pm j$.

A análise da figura 3.7 revela que o atraso introduzido entre componentes limita a variação de fase a 90° , eliminando as passagens por zero e reduzindo a gama dinâmica da envolvente. Quer a DEP (densidade espectral de potência), quer os desempenhos, são idênticos aos da modulação QPSK.

Se for definida a envolvente complexa relativamente a uma frequência $f_1 = f_c + 1/(T)$, é possível escrever 3.9

$$a_A(t) = \text{Re} \{ a^s(t) \exp(j2\pi f_1 t) \}, \quad (3.11)$$

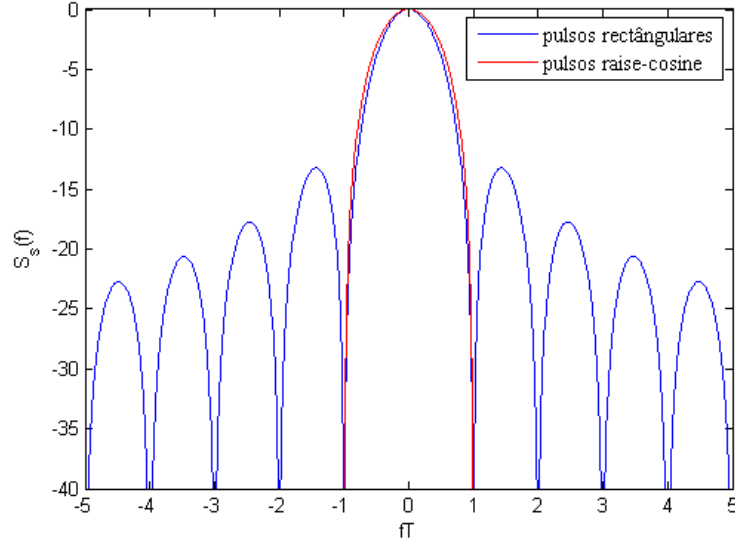


Figura 3.3: Comparação do espectro QPSK para pulsos rectangulares e raise-cosine.

em que

$$a^s(t) = a(t) \exp(-j\pi f_1 t/T), \quad (3.12)$$

é um valor complexo, tal como $a(t)$. De forma equivalente $a^s(t)$ pode ser descrito como

$$a^s(t) = \sum_n x_n^s r_p^s \left(t - n \frac{T}{2} \right), \quad (3.13)$$

em que

$$r^s(t) = r_p(t) \exp(-j\pi t/T), \quad (3.14)$$

e $x_n^s = x_n^p (-j)^n$.

O desvio de frequência $1/T$ origina um factor $\exp(-j\pi t/T)$, que para valores impares de T resulta em $\pm j$, $x_n^s = \pm 1$. O sinal OQPSK no formato série só toma valores reais, podendo ser considerado como um sinal BPSK [9].

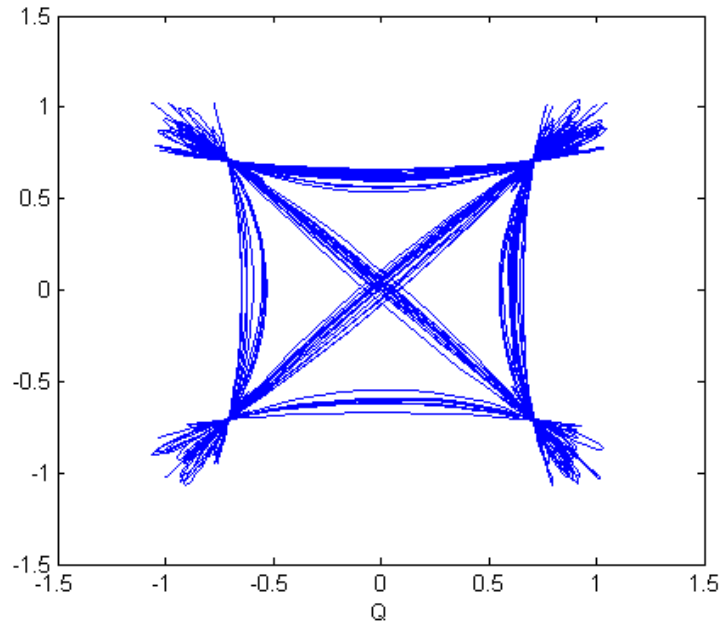


Figura 3.4: Diagrama I-Q para QPSK com pulsos do tipo raise-cosine.

3.3.1 MSK

A modulação MSK pode ser encarada como um caso particular de OQPSK. O seu sinal tem representação similar a (3.10), nas com os pulsos de suporte da forma

$$r(t) = \cos(\pi t/T) \text{rect}(t/T). \quad (3.15)$$

Na figura 3.6 encontra-se representada a comparação entre o espectro do MSK e o do OQPSK com pulsos do tipo rectangular. É visível que o espectro do MSK é bem mais compacto que o apresentado pelo OQPSK.

Daqui resulta uma maior eficiência espectral, quando comparado com o caso do OQPSK com pulsos rectangulares, e à semelhança deste, o módulo do sinal apresenta-se constante.

Dada a utilização de arcadas do co-seno como pulsos de suporte é simples verificar que a envolvente do sinal é constante, propriedade que se pode constatar a partir do diagrama IQ

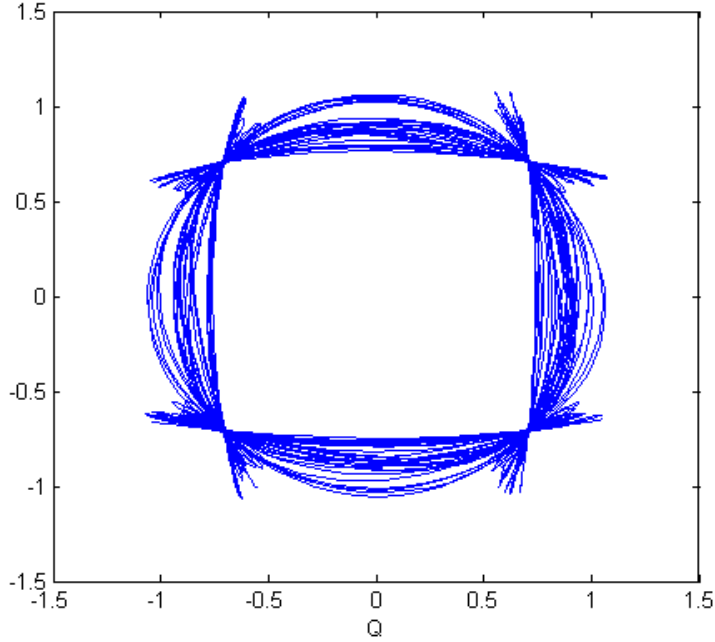


Figura 3.5: Diagrama I-Q para OQPSK com pulsos raise-cosine com $\alpha = 1$ e um factor de excesso de banda de 1.

da figura 3.7.

3.4 OQPSK Generalizado

Alguns dos sinais OQPSK apresentam uma flutuação de envolvente reduzida. No entanto, sob o efeito de um dispositivo fortemente não linear, podem sofrer distorção não linear.

Seja um sinal OQPSK descrito por

$$a_n(t) = \sum_n x_n r(t - nT), \quad (3.16)$$

em que $x_n = \pm 1$, T é o período e $r(t)$ descreve o pulso de suporte utilizado, cuja duração é

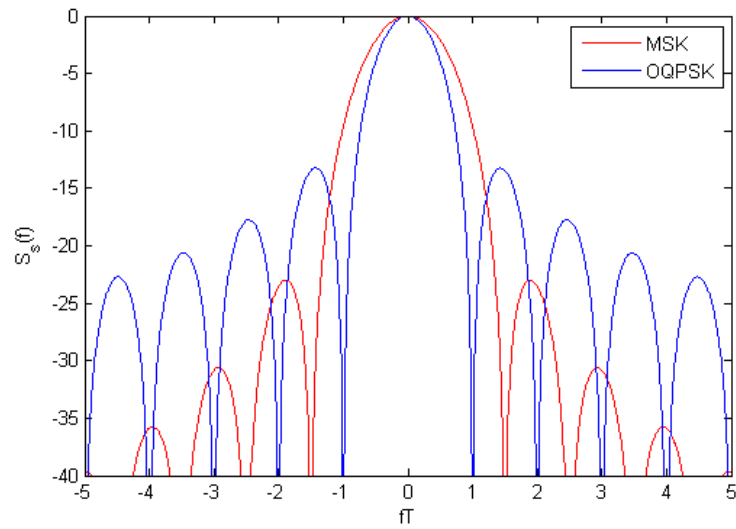


Figura 3.6: Comparação entre o espectro do MSK com o espectro do OQPSK para pulsos rectangulares.

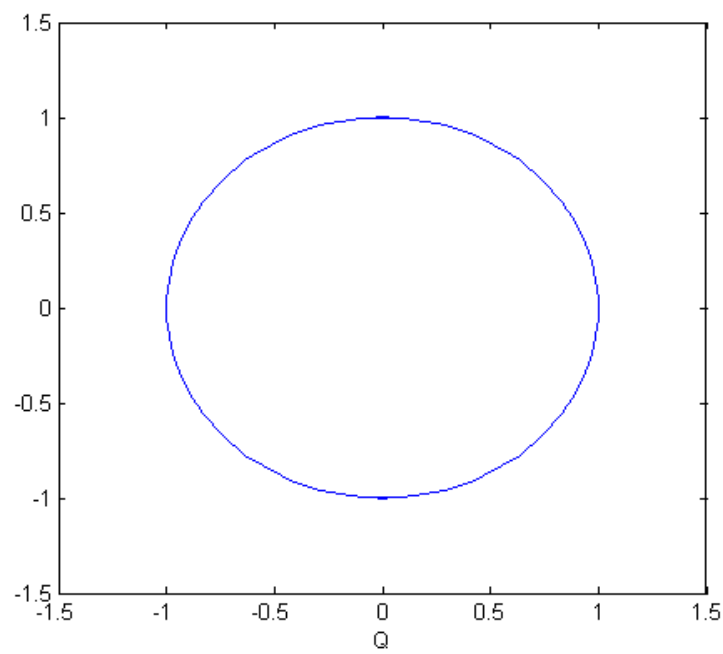


Figura 3.7: Diagrama I-Q MSK.

$(\mu + 2)T$. Se este sinal for submetido a um sistema de amplificação não linear, na saída ter-se-á

$$a_{out}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_n x_n^{(m)} r^{(m)}(t - nT), \quad (3.17)$$

que apesar de ser um sinal não linear, continua a ser descrito como a soma de M componentes OQPSK lineares [10], [11], em que $M = 2^\mu$ e

$$\begin{cases} x_n^{(0)} = x_n \\ x_n^{(m)} = x_n \prod_{l=1}^{L-2} (x_{n-l-1} x_{n-l})^{\alpha_{m,l}}, \end{cases} \quad (3.18)$$

com $\alpha_{m,l}$ a representar o bit 1 na representação binária de m e $r^{(m)}(t)$ é o impulso de suporte associado à m -ésima componente OQPSK. Visto que

$$E \left[x_n^{(m)} x_{n'}^{(m')} \right] = \begin{cases} 1, & n = n' \text{ and } m = m' \\ 0, & m \neq m', \end{cases} \quad (3.19)$$

então, se $m \neq m'$, a densidade espectral de potência do sinal é a soma das densidades de potência de cada uma das componentes lineares do tipo OQPSK.

O formato OQPSK generalizado pode ser usado para descrever sinais CPM [6], bem como sinais “não-CPM” [12]. Estes sinais são particularmente importantes uma vez que após uma amplificação não linear mantêm a invariância do formato de representação, em termos de uma soma de M componentes lineares do tipo OQPSK. Além disso como as M componentes OQPSK são incorrelacionadas, o espectro do sinal de saída é simplesmente a soma das PSDs (Power Spectral Density) das componentes OQPSK do sinal, isto é

$$S_{a_{out}}(f) = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{T} \left| R^{(m)}(f) \right|^2, \quad (3.20)$$

em que $R^{(m)}(f)$ é a transformada de Fourier de $r^{(m)}(t)$. Desta forma a largura de espectro do sinal é naturalmente mais influenciada pela componente de espectro mais largo. Através de

um desenho adequado de sinal é possível garantir boa relação entre a eficiência espectral e de potência. No anexo A.2, é realizada a caracterização de um exemplo de um sinal do tipo OQPSK generalizado.

Capítulo 4

Igualização no Domínio da Frequência FDE

Como já foi referido atrás, um dos problemas inerentes à propagação em meios urbanos, reside na distorção do sinal transmitido devido ao efeito multi-percurso. Dado o impacto negativo no desempenho, mesmo para valores elevados de SNR, é necessário compensar a distorção introduzida pelo canal, através de esquemas de igualização.

A igualização no domínio do tempo apesar de obter bons resultados, apresenta elevada complexidade em termos de implementação prática, dificilmente concretizável para canais com respostas impulsivas extensas [5].

As abordagens OFDM [13] e SC-FDE [14], descritas a seguir, surgiram como alternativa à igualização no tempo, apresentando um esquema de igualização no domínio da frequência. Os receptores apresentados, apesar de não constituírem a solução de igualização óptima, permitem melhores desempenhos que as técnicas de igualização no tempo sub-óptimas, com a vantagem de estarem aliadas a uma implementação de menor complexidade.

4.1 Igualização OFDM

O OFDM é uma técnica em muitos aspectos similar ao FDM (Frequency Division Multiplexing). Considere-se o sinal cuja transformada de Fourier da envolvente complexa é

$$A(f) = \sum_k X_k R(f - k.F), \quad (4.1)$$

em que X_k é escolhido a partir de uma determinada constelação (PSK ou QAM) e $R(f)$ refere-se à transformada de Fourier do impulso de suporte utilizado. Calculando a transformada de Fourier inversa, obtém-se

$$a(t) = \sum_k x_k r(t) e^{j2\pi k F t}. \quad (4.2)$$

Da expressão anterior verifica-se que cada símbolo x_k está associado a uma portadora distinta, o que indica que esta técnica divide o sinal em sub-portadoras de banda estreita que são enviados simultaneamente. Este procedimento individualiza os efeitos do canal para cada símbolo. Desde que este ocupe uma gama estreita na frequência, pode considerar-se a resposta em frequência do canal como constante, o que simplifica em grande parte a igualização e possibilita a sua aplicação de forma diferenciada às diferentes frequências. A expressão (4.2) pode também ser apresentada na forma

$$a_n \equiv a(t)|_{t=nT_a} = a(nT_a) = a(t)\delta(t - nT_a) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi k F n T_a} \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.3)$$

Sabendo-se que $T_a = \frac{1}{F_a} = \frac{T}{N}$ e $F = \frac{1}{T}$, em que F_a é a frequência de amostragem, N é o tamanho do bloco e F é o espaçamento entre portadoras, (4.3) pode ser simplificado para

$$a_n = \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.4)$$

isto é, uma soma de coeficientes desfasados na frequência, em que T_a é o intervalo de amostragem.

A igualização no OFDM processa blocos de tamanho N , e realiza uma FFT, à qual corresponde um número de multiplicações por símbolo igual a $\log_2 N$, que reduz a complexidade em relação aos sistemas de igualização no tempo.

Numa comunicação em canais dispersivos, cada um dos N blocos, à excepção do primeiro, apresentar-se-á à entrada do receptor corrompido por amostras dispersivas, provenientes do bloco anterior, tal como mostra a figura 4.1.



Figura 4.1: Representação da interferência entre blocos

A introdução de um prefixo cíclico [15], isto é, a repetição no início do bloco do fim do bloco, como o representado em 4.2, onde τ_{cp} é escolhido em função da resposta impulsiva do canal, é uma solução viável para o problema da interferência interblocos, desde que este seja suficientemente grande, tal que

$$\tau_{cp} > \Delta_\tau + K_I \quad (4.5)$$

em que Δ_τ é a duração da resposta impulsiva do canal e K_I é uma constante referente à duração dos impulsos. No entanto, o tamanho dos blocos deverá, por norma, ser consideravelmente maior que o dos prefixos cíclicos, de modo a reduzir o overhead total do sistema.¹

¹Outra hipótese para a eliminação da interferência entre blocos, consiste na introdução de um espaçamento entre blocos de dados. Esta abordagem é mais eficiente em termos de potência que a anterior, mas tal procedimento levaria à perda de ortogonalidade entre sub-portadoras. A introdução do prefixo cíclico é também necessária para o correcto funcionamento do bloco DFT.

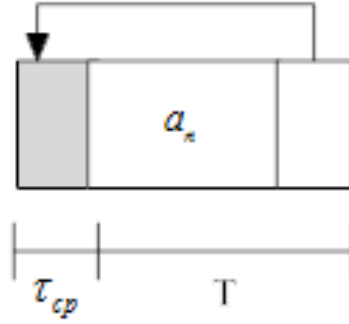


Figura 4.2: Constituição cíclica do bloco de dados.

Para um sinal transmitido, descrito por (4.1), o sinal recebido no receptor pode ser descrito no domínio da frequência por

$$Y_k = A_k H_k + N_k \quad (4.6)$$

em que A_k representa o sinal recebido na frequência, H_k descreve o canal e N_k é o termo relativo ao ruído presente no sinal. Na figura 4.3 encontra-se o esquema global do OFDM.

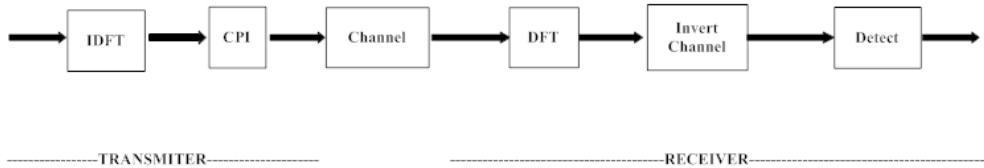


Figura 4.3: Esquema simplificado de um sistema OFDM.

São sem dúvida notórias as vantagens do OFDM em relação aos métodos de igualização no tempo já vistos neste documento. Como é visível pela figura 4.3, a estrutura do receptor é muito simples.

Por outro lado, o OFDM possui um emissor complexo, e o sinal é caracterizado por uma PMEPR elevada (exemplificado na figura 4.4), obrigando o recurso a amplificação linear. Este facto condiciona significativamente a eficiência de potência ao nível do emissor [16],[15]. Adicionalmente, o desempenho do OFDM pode ser considerado mau caso não se tire partido da

codificação dos dados.

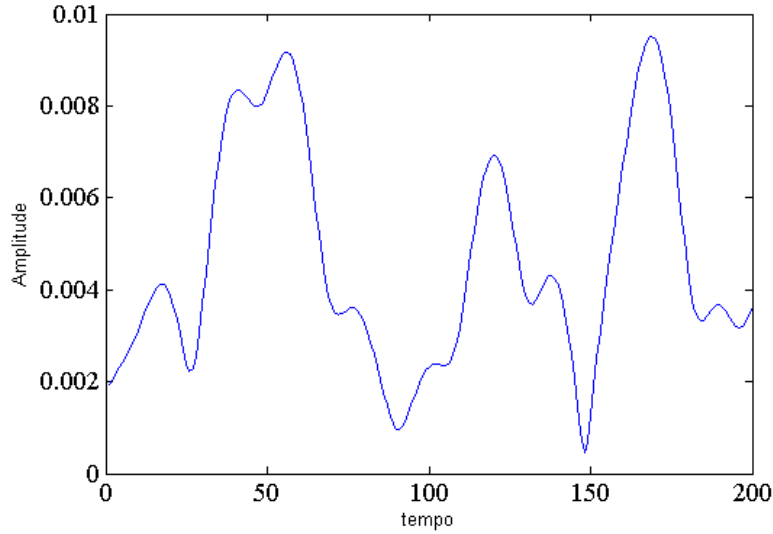


Figura 4.4: Valor absoluto de um sinal OFDM.

4.2 Igualização SC-FDE

O método SC-FDE (Single Carrier Frequency Domain Equalization), demonstrou ser um método de igualização viável, com baixa complexidade no emissor e que origina um PMEPR reduzido [15], [16]. De facto, este método demonstra vários aspectos estruturais em comum com o OFDM, tal como mostra a figura 4.5. Esta semelhança já levou muitos autores a propor um esquema de comunicação partilhado pelos dois sistemas [15], [16]. Segundo essa proposta, o OFDM seria utilizado para downlink, dada a maior complexidade do emissor. Por outro lado, o SC-FDE possui um emissor mais simples, mais indicado para o uplink. Um sistema baseado no OFDM e SC-FDE permitiria concentrar a complexidade ao nível da estação base, tornando a estação móvel estruturalmente mais simples e mais económica em termos de potência.

Tal como o OFDM, o SC-FDE também realiza uma igualização baseada em blocos, com utilização de um prefixo cíclico (necessário para a eliminação da interferência interblocos,

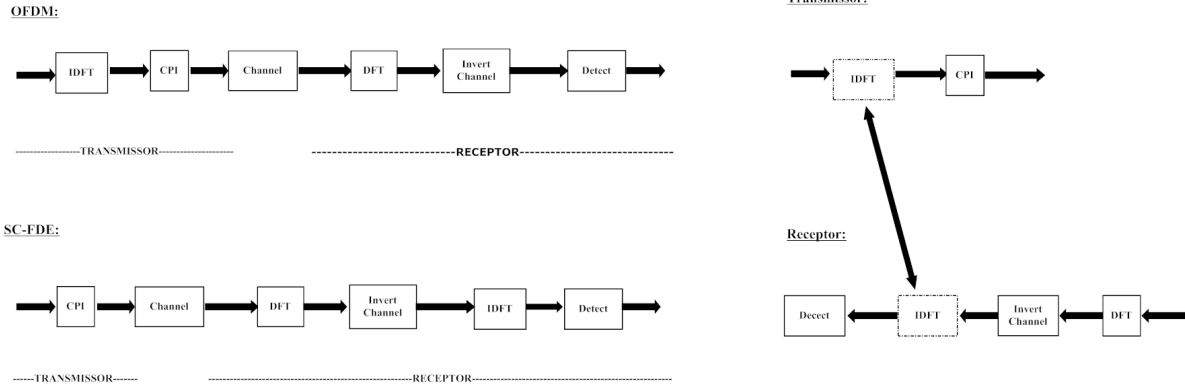


Figura 4.5: Comparação entre o esquema OFDM e SC-FDE.

como também para o cálculo da FFT).

Para um sinal enviado A_k na frequência, a informação recebida no receptor pode ser representada tal como em (4.6). Logo, para recuperar o sinal original são consideradas duas abordagens. A abordagem ZF (zero forcing), a mais simples das duas, consiste apenas na divisão do sinal recebido, pela estimação do canal, por meio de

$$\frac{Y_k}{H_k} = \frac{A_k H_k}{H_k} + \frac{N_k}{H_k}. \quad (4.7)$$

No entanto, apresenta problemas para canais com grande número de deep fades ($|H_k| \rightarrow 0$), já que a potência do ruído pode ser reforçada.

A abordagem MMSE (Minimum Mean Square Error) resolve este problema, sendo o método utilizado normalmente para a otimização dos coeficientes de equalização. Aplicando este método a (4.6), obtém-se

$$\frac{Y_k H_k^*}{(1/SNR) + |H_k|^2} = \frac{A_k H_k^*}{(1/SNR) + |H_k|^2} + \frac{N_k H_k^*}{(1/SNR) + |H_k|^2}, \quad (4.8)$$

que embora não reforce o efeito do ruído na presença de nulos, não elimina toda a interferência intersimbólica, deixando passar um valor residual desta.

Em comparação com o OFDM, o SC-FDE caracteriza-se por um emissor mais simples e pelos bons resultados obtidos sem recurso à codificação dos dados. Também apresenta uma menor PMEPR, que permite o recurso a amplificadores não lineares, [15], [16].

4.3 Receptor IB-DFE

A igualização linear, no domínio da frequência, pode ser considerada análoga ao processo realizado no domínio temporal. Em ambos os casos, os resultados ficam muito longe dos níveis de performance definidos pelo MFB (Match Filter Bound), como é possível verificar pela figura 4.6.

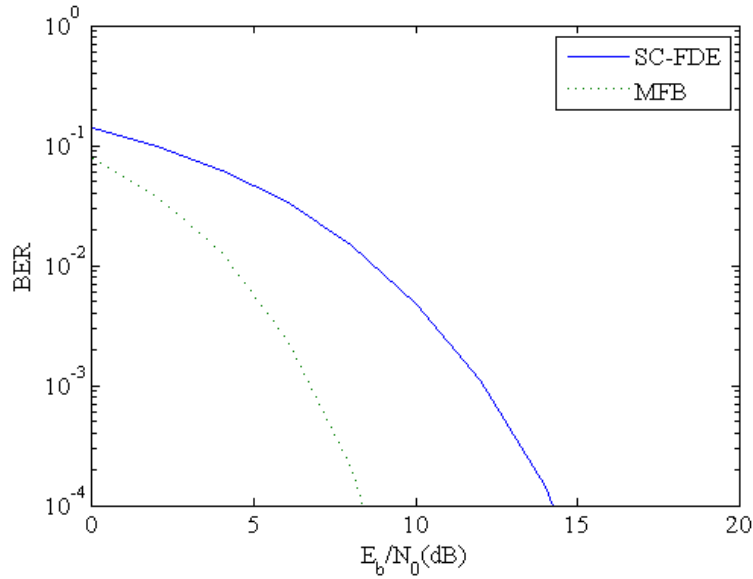


Figura 4.6: Performance de um sistema SC-FDE linear.

Uma arquitetura FDE, baseada em esquemas DFE, como a proposta em [15], garante desempenhos superiores aos alcançados pelos esquemas lineares. A realimentação dos símbolos estimados visa a remoção da interferência causada no símbolo seguinte.

Para melhorar os desempenhos, foi proposto em [17] e [18], um método de igualização na

frequência baseado num esquema de realimentação iterativo. As sucessivas iterações possibilitam a aproximação consecutiva do símbolo estimado ao valor real, dada a maior precisão da estimativa do valor da interferência presente no símbolo.

Seja um receptor IB-DFE com suporte para diversidade (com L elementos). Para cada iteração, pode ser definida uma amostra à saída do receptor

$$\tilde{A}_k = \sum_{l=1}^L \sum_{j=0}^{J-1} F_{k+lN} Y_{k+lN} - B_k \hat{A}_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.9)$$

em que L é o número de antenas associadas à recepção do sinal, J o valor do coeficiente de sobre-amostragem, F_k e B_k representam respectivamente os coeficientes Feedforward e Feedback e $\hat{A}_k^{(i)}$ é a representação na frequência da amostra do símbolo, relativa à iteração anterior, obtida através de um bloco de decisão rígida. No domínio do tempo, a saída do igualizador pode ser representada por

$$\tilde{a}_n = \gamma_n + \epsilon, \quad (4.10)$$

em que o coeficiente γ_n descreve o valor médio de $H_k F_k$, cujo resultado pode ser entendido como uma situação sem interferência. Na expressão (4.10), ϵ representa o erro total, que é composto pela ISI (Intersymbol Interference), pela interferência causada devido à falta de precisão na estimação do valor realimentado e por uma componente de ruído. Os coeficientes F_k e B_k são calculados de forma a minimizar a relação sinal ruído mais interferência, que é definida por

$$SNIR = \frac{|\gamma_n|^2 E_s}{E \left[|\epsilon|^2 \right]}, \quad (4.11)$$

sendo $E_s = E \left[|a_n|^2 \right]$ e

$$\gamma_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{J-1} \sum_{l=1}^L F_{k+mN}^{(l)} H_{k+mN}^{(l)}, \quad (4.12)$$

em que N representa o tamanho do bloco. Pode-se demonstrar que o valor de F_k óptimo é dado por

$$F_{k+mN}^{(l)} = \frac{K H_{k+mN}^{(l)*}}{\alpha + (1 - \rho^2) \sum_{m=0}^{J-1} \sum_{l=1}^L |H_{k+mN}^{(l)}|^2}, \quad k = 0, 1, \dots, JN - 1, \quad (4.13)$$

em que J é o factor de sobre-amostragem aplicado, K é escolhido de forma a que $\gamma = 1$ e o $\rho = \frac{E[a_n \hat{a}_n^*]}{E_s}$. O valor de ρ é importante na estabilização dos coeficientes de igualização, sendo desejado que o seu valor seja 1, ao qual corresponde uma situação sem interferência.

Assim, o cálculo de B_k é dado por

$$B_k = \sum_{m=0}^{J-1} \sum_{l=1}^L F_{k+mN}^{(l)} H_{k+mN}^{(l)} - 1, \quad (4.14)$$

com $k = 0, 1, \dots, JN - 1$.

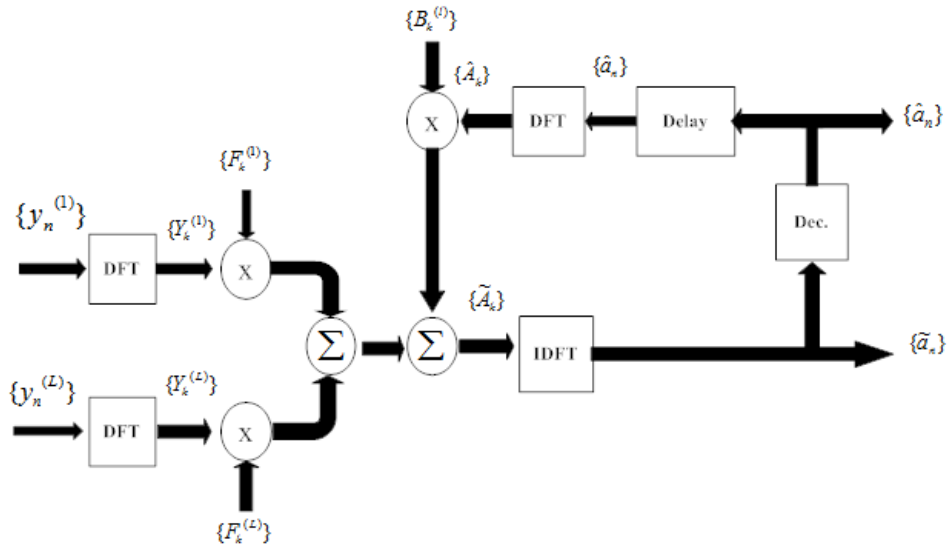


Figura 4.7: Esquema de igualização IB-DFE com utilização de decisões rígidas.

As figuras 4.7 e 4.8 apresentam duas hipóteses para a implementação do sistema IB-DFE. A análise das mesmas revela uma grande semelhança entre as duas hipóteses, diferindo unica-

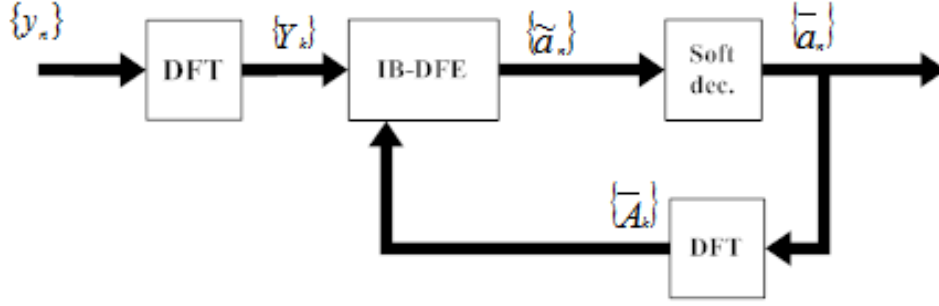


Figura 4.8: Esquema de igualização IB-DFE com utilização de decisões brandas.

mente na forma de cálculo aplicada no bloco de decisão. Na figura 4.7 é usado um bloco de decisões rígidas

$$\begin{cases} \hat{a} = 1 & \text{se } \tilde{a} > 0 \\ \hat{a} = 0 & \text{se } \tilde{a} < 0, \end{cases}$$

sendo o resultado utilizado na realimentação do bloco IB-DFE.

Por outro lado, na figura 4.8 é utilizado um bloco de decisões brandas onde é estimado o valor médio do sinal, calculado através da relação

$$\bar{a}_n = \rho_n^I \hat{a}_n^I + j \rho_n^Q \hat{a}_n^Q \quad (4.15)$$

em que \bar{a}_n representa o sinal médio e ρ_n é o coeficiente de correlação.

O método da máxima verossimilhança é aplicado para calcular o valor de \bar{a}_n , sendo L_n a função de verossimilhança utilizada, que se define como

$$L_n = \log \left(\frac{p(a = 1/\tilde{a})}{p(a = -1/\tilde{a})} \right) = \log(p(\tilde{a}/1) p(1)/p(\tilde{a}/-1) p(-1)), \quad (4.16)$$

com $p(1)$ e $p(-1)$ equiprováveis iguais a $1/2$. Do seu desenvolvimento resulta

$$L_n = \log \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{2\sigma^2}} \exp(-\frac{(\tilde{a}-1)^2}{2\sigma^2}) \frac{1}{2}}{\frac{1}{\sqrt{2\sigma^2}} \exp(-\frac{(\tilde{a}+1)^2}{2\sigma^2}) \frac{1}{2}} \right) = -\frac{(\tilde{a}-1)^2}{2\sigma^2} + \frac{(\tilde{a}+1)^2}{2\sigma^2} = \quad (4.17)$$

$$\frac{-\tilde{a}^2 + 2\tilde{a} - 1 + \tilde{a}^2 + 2\tilde{a} + 1}{2\sigma^2} = \frac{2\tilde{a}}{\sigma^2},$$

em que $\sigma^2 = \frac{1}{2}E[|a - \tilde{a}|^2]$.

Considerando a probabilidade conjunta dos dois eventos possíveis

$$p(\tilde{a}) = p(\tilde{a}/1)p(1) + p(\tilde{a}/0)p(0), \quad (4.18)$$

ou na forma equivalente

$$\bar{a}/\tilde{a} = p(a = 1/\tilde{a}) - p(a = 0/\tilde{a}). \quad (4.19)$$

A probabilidade de cada evento é definida como

$$p(a = 1/\tilde{a}) = \frac{p(\tilde{a}/1)p(1)}{p(\tilde{a})} \quad (4.20)$$

e

$$p(a = 0/\tilde{a}) = \frac{p(\tilde{a}/0)p(0)}{p(\tilde{a})} \quad (4.21)$$

Substituindo em 4.18 obtem-se

$$\bar{a}/\tilde{a} = \frac{p(\tilde{a}/1) - p(\tilde{a}/0)}{p(\tilde{a}/1) + p(\tilde{a}/0)} = \frac{1 - p(\tilde{a}/0)p(\tilde{a}/1)}{1 + p(\tilde{a}/0)p(\tilde{a}/1)}, \quad (4.22)$$

como $p(\tilde{a}/0)p(\tilde{a}/1) = e^{-L_n}$, (4.22) pode tomar a forma simplificada

$$\bar{a}/\tilde{a} = \frac{1 - e^{-L_n}}{1 + e^{-L_n}}. \quad (4.23)$$

Pondo em evidência os termos $e^{-L_{n,p}}$ na expressão anterior, obtêm-se os LLRs das componentes em fase e em quadratura descritos por

$$\bar{a}_n^I = \tanh\left(\frac{|L_n^I|}{2}\right) \quad (4.24)$$

com

$$\rho_n^I = |\bar{a}_n^I| \tanh \left(\frac{|L_n^I|}{2} \right) \quad (4.25)$$

e

$$\bar{a}_n^Q = \tanh \left(\frac{|L_n^Q|}{2} \right), \quad (4.26)$$

com

$$\rho_n^Q = |\bar{a}_n^Q| \tanh \left(\frac{|L_n^Q|}{2} \right). \quad (4.27)$$

Fica assim definido \bar{a}_n , com base no método dos LLRs, na forma

$$\bar{a}_n = \tanh \left(\frac{|L_n^I|}{2} \right) + j \tanh \left(\frac{|L_n^Q|}{2} \right). \quad (4.28)$$

Na figura 4.9 encontra-se representado o efeito da variação de σ no cálculo de \bar{a}_n . Da análise da mesma conclui-se que um valor de $\sigma = 0$ corresponde a uma decisão rígida.

Desta forma, o valor do sinal médio estimado é corrigido a cada iteração, conduzindo a uma crescente exactidão da estimação, o que permite melhorar o desempenho a cada iteração. Na primeira iteração, tanto no caso de decisões rígidas como para decisões brandas, o valor do sinal estimado é zero por não existirem amostras anteriores.

Consequentemente, a expressão (4.9) refere-se a uma arquitectura com base em Decisões Rígidas. A transposição para decisões brandas ser descrita por

$$\tilde{A}_k = \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J-1} F_{k+mN}^{(l)} Y_{k+mN}^{(l)} - B_k \bar{A}_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.29)$$

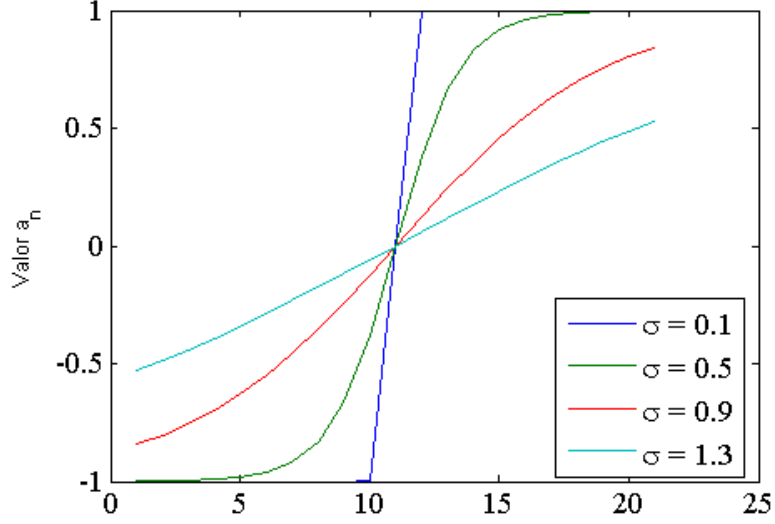


Figura 4.9: Variação do cálculo de \tilde{a}_n em função do valor de σ .

em que \tilde{A}_k representa o sinal estimado na frequência, e \bar{A}_k é o valor médio do sinal estimado.

O receptor correspondente, pode ser definido de forma a utilizar um bloco SISO (Soft In Soft Out) [19] de decodificação dos LLRs estimados, tirando partido dos “bits de informação” e dos “bits de código”. Consequentemente a realimentação do sistema seria realizada de acordo com o ilustrado na figura 4.10. Este receptor pode ser visto como um Turbo FDE [20], com o bloco SISO definido como em [19].

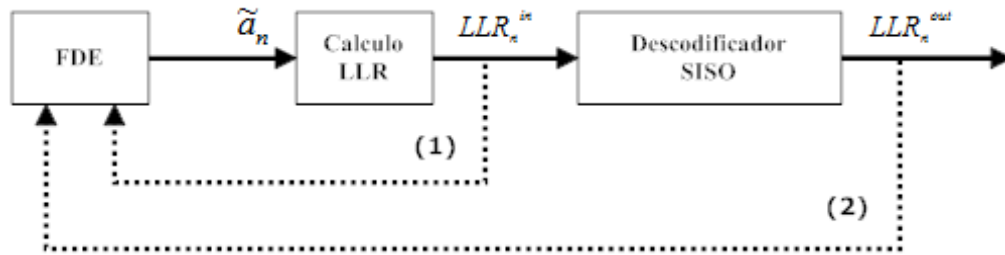


Figura 4.10: Realimentação do sinal estimado

Considerando a realimentação identificada por 1, na figura 4.10 a igualização será feita utilizando apenas os valores dos $LLRs$, tal como um sistema IB-DFE normal. Se por outro

lado for realizada a realimentação 2, estar-se-á a utilizar como factor de realimentação o valor decodificado dos *LLRs*, o que permite melhores resultados, dado o aproveitamento do código convolucional. Mesmo não utilizando o decodificador na realimentação do sinal estimado, pode ser aplicada uma decodificação independente ao sinal de entrada.

Capítulo 5

FDE para Sistemas do tipo OQPSK Generalizado

Neste capítulo, é apresentada a descrição pormenorizada dos sistemas de recepção de sinal IB-DFE com decisões brandas, desenvolvidos no âmbito deste trabalho, bem como os respectivos resultados das simulações de desempenho. Em cada uma das secções é descrita parte do sistema e apresentados os resultados das simulações realizadas. Em todos os casos, é considerada uma estimação e sincronização perfeitas. A recepção do sinal foi testada para três tipos de canal, cuja descrição se encontra apresentada no anexo A.1. Foram ainda utilizados quatro impulsos de suporte. A descrição detalhada dos impulsos utilizados é realizada no anexo A.2.

5.1 Desenho de FDE para Sistemas QPSK

Considere-se um sinal QPSK

$$a_n(t) = x_n r(t), \tag{5.1}$$

em que $r(t)$ é o pulso de suporte e x_n , $n = 1, 2, \dots, N - 1$, representa os dados. Se este sinal for amostrado a uma frequência $\left(\frac{J}{2T}\right)$, com um valor de J grande suficiente para evitar aliasing, esse procedimento equivalerá a introduzir J zeros a cada símbolo, podendo o sinal amostrado $x_n^{(J)}$ ser representado como

$$x_n^{(J)} = \begin{cases} x_n, & n = Jn \\ 0, & \text{outros valores.} \end{cases} \quad (5.2)$$

Desta forma, o sinal $a(t)$ passa a ser representado na forma

$$a_n^{(J)}(t) = x_n^{(J)} r(t), \quad (5.3)$$

que apesar de equivalente a (5.1), possui JN amostras, ao contrário do primeiro, sinal com blocos N amostras. Se $a(t)$ for cicloestacionário [21], a sua representação no domínio da frequência pode ser dada por

$$A_k^{(J)} = X_k^{(J)} R_k, \quad (5.4)$$

em que R_k é a transformada de Fourier de $r(t)$ e $X_k^{(J)}$ é a transformada de Fourier de $x_n^{(J)}$.

Definindo $A_k^{(J)}$ em função de $a_n^{(J)}$ na forma

$$A_k^{(J)} = \frac{k}{JN} \int_{-JN/2}^{JN/2} a_n^{(J)} \exp\left(-j2\pi n \frac{k}{JN}\right), \quad (5.5)$$

e da mesma forma

$$A_k = \frac{k}{N} \int_{-N/2}^{N/2} a_n \exp\left(-j2\pi n \frac{k}{N}\right), \quad (5.6)$$

então relacionando (5.5) e (5.6) pode-se redefinir

$$A_k^{(J)} = \frac{1}{J} A_k. \quad (5.7)$$

De (5.5) e (5.7) resulta que $A_k^{(J)}$ é periódico com um período N , e no caso do pulso de suporte R_k ocupar uma banda acima da banda de Nyquist, pode dizer-se que o sinal $X_k^{(J)}$ apresenta uma multiplicidade implícita, contendo na frequência J blocos de A_k , por cada amostra de dados.

Para um sinal descrito por (5.4), o sinal à entrada do receptor, após ser retirado o prefixo ciclo é descrito por

$$Y_k = A_k H_k + N_k, \quad (5.8)$$

em que H_k representa a transformada de Fourier da resposta impulsiva do canal (estando também aí incluídos o pulso de suporte R_k e o factor $1/J$), e N_k representa o ruído.

Por conseguinte, na saída do igualizador, para uma dada iteração, o sinal pode ser descrito por (4.29), com F_k e B_k os coeficientes IB-DFE definidos em (4.13) e (4.14).

O sinal \bar{A}_k apresentado na expressão (4.29), consiste na representação no domínio da frequência, do valor médio do sinal de dados a_n , $k = 0, 1, \dots, JN - 1$, e é calculado segundo o processo descrito no capítulo 4.

Este receptor foi testado para sinais OQPSK, estando os resultados obtidos ilustrados nas figuras 5.1 e 5.2. Dos desempenhos apresentados, verifica-se que a presente arquitectura não é a mais adequada para a recepção de sinais OQPSK na presença de canais dispersivos, como os adoptados nos modelos c2 e c3 apresentados no anexo A.1.

Das curvas das figuras 5.1 e 5.2, pode-se concluir que o receptor apresenta fracos desempenhos, mesmo para sinais em que os impulsos de suporte se limitam a uma componente de suporte não nula. No entanto, nos testes realizados com o canal c1 (AWGN), este receptor mostrou-se perfeitamente apto para a recepção correcta do sinal. Como é visível na figura 5.3, os resultados para pulsos com uma componente, estão em linha com o receptor MFB, e para pulsos OQPSK com várias componentes lineares, o desempenho fica muito próximo da do MFB.

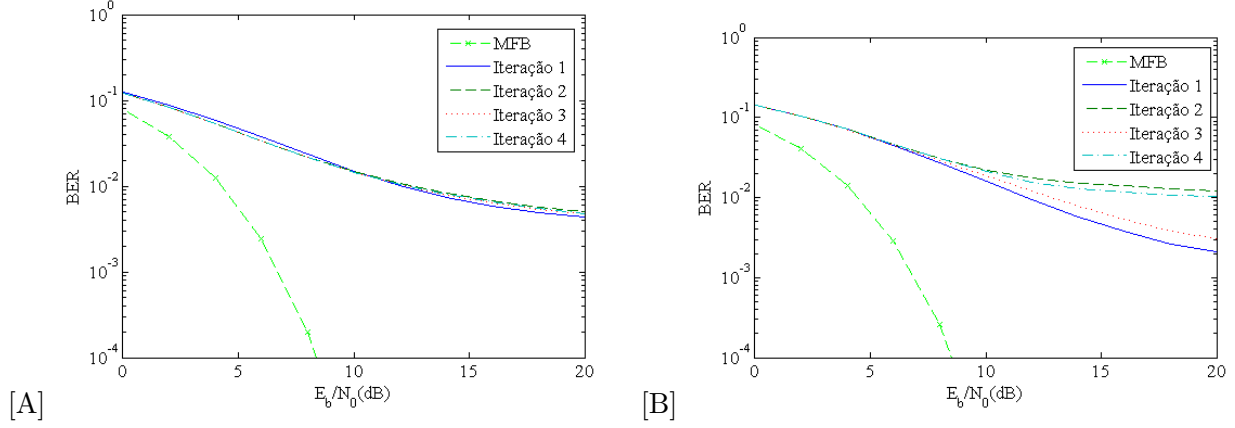


Figura 5.1: Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c2 (B)

5.2 Desenho de FDE para Sistemas OQPSK com Multiplicidade

Seja um sinal amostrado a uma frequência $J/(T)$, em que T é o período do sinal e $T/2$ o período de cada componente, descrito por

$$a_n^{(J)} = x_n^{p(J)} r_n \quad (5.9)$$

em que r_n é o pulso de suporte já definido anteriormente e $x_n^{p(J)}$ descreve o bloco de dados no formato paralelo, que pode ser definido como

$$x_n^{p(J)} = \begin{cases} x_{n'}^I, & n' = Jn' \\ jx_{n'}^Q, & n' = Jn' + J/2, \\ 0, & \text{outros valores.} \end{cases} \quad (5.10)$$

De forma equivalente o sinal descrito por (5.9) pode ser caracterizado no domínio da frequência na forma

$$A_k^{(J)} = X_k^{p(J)} R_k \quad (5.11)$$

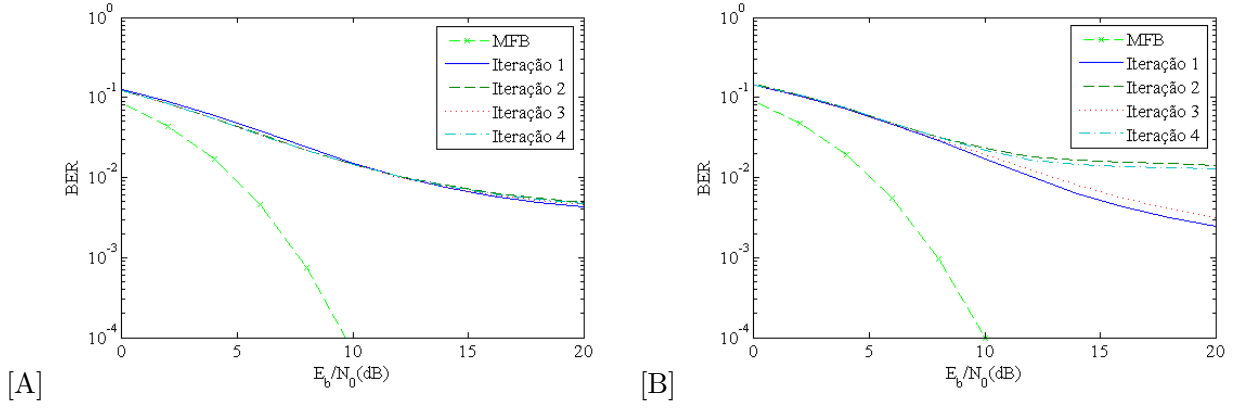


Figura 5.2: Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c3 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)

em que $X_k^{p(J)}$ é a transformada de Fourier de $x_n^{p(J)}$ e R_k é a transformada de Fourier de r_n . De (5.10) resulta

$$x_n^{p(J)} = x_n^{I(J)} + x_{n-J/2}^{Q(J)} \quad (5.12)$$

em que $x_n^{I(J)}$ e $x_n^{Q(J)}$ são respectivamente as componentes em fase e em quadratura, com $n = 0, 1, \dots, JN - 1$. Calculando a transformada de Fourier de (5.12) resulta

$$A_k^{p(J)} = A_k^{I(J)} + A_k^{Q(J)} \theta_k \quad (5.13)$$

com $k = 0, 1, \dots, JN - 1$, e $\theta = j \exp(-j\pi k/N)$. Na representação no domínio da frequência do sinal $a_n^{p(J)}$, ambas as componentes surgem no mesmo instante, tendo o bloco uma multiplicidade implícita.

A melhor forma de lidar com a multiplicidade presente no bloco $A_k^{p(J)}$ é realizar a recepção deste através de um bloco IB-DFE, em que as componentes OQPSK são igualizadas em separado. Esta recepção separada não influencia o modo de cálculo dos coeficientes F_k e B_k , nem a forma de determinação do sinal médio \bar{a}_n . Por outro lado, permite o tratamento individualizado das

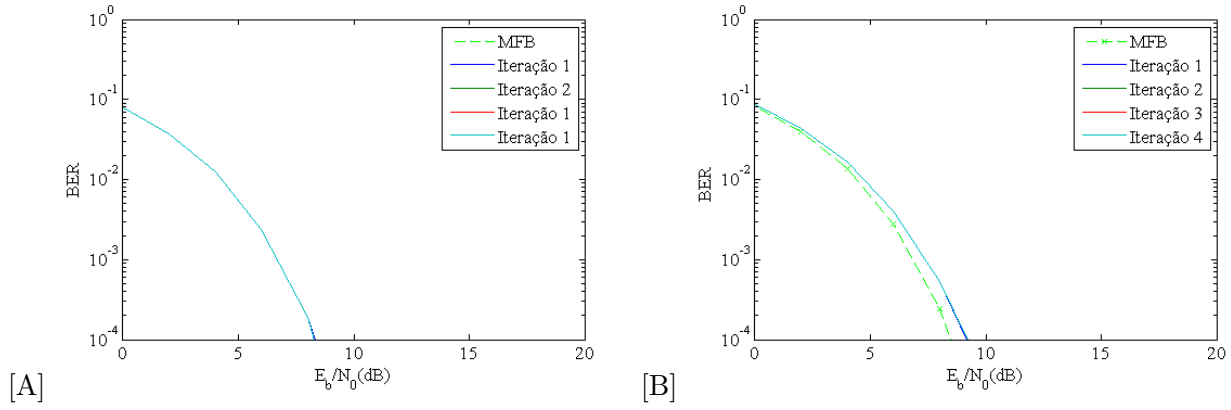


Figura 5.3: Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 1 e canal c1 (A); Desempenho do receptor QPSK com pulsos de suporte 4 e canal c1 (B)

componentes, o que é essencial para a eliminação da interferência I-Q presente em cada uma delas, resultante da resposta complexa do canal.

5.3 Desenho de FDE para Sistemas OQPSK sem Interferência I-Q

Com base nos pressupostos enunciados na secção anterior, considera-se que a interferência I-Q pode ser eliminada, se a resposta impulsiva total após a aplicação do coeficiente Feedforward for real, isto é, se $F_k H_k$ for simétrico à frequência central do espectro. Logo, a concretização deste propósito está dependente da selecção de um valor de F_k capaz de produzir o efeito descrito, quando multiplicado por H_k .

Considerando a detecção da componente em fase (para a componente em quadratura o processo é similar, considerando adicionalmente a compensação referente a θ), para um bloco de tamanho JN , a optimização do sistema FDE, corresponde à minimização de

$$\begin{aligned}
J = & E \left[\left| \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} \left(F_{k+2mN}^{(l)} Y_{k+2mN}^{(l)} + F_{k+N+2mN}^{(l)} Y_{k+N+2mN}^{(l)} - A_k^I \right) \right|^2 \right] \\
& + E \left[\left| \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} \left(F_{N-k+2mN}^{(l)} Y_{N-k+2mN}^{(l)} + F_{2N-k+N+2mN}^{(l)} Y_{2N-k+N+2mN}^{(l)} - A_{N-k}^I \right) \right|^2 \right], \quad (5.14)
\end{aligned}$$

em que cada componente corresponde a uma metade do bloco de dados recebido, sendo o resultado da minimização condicionado às condições

$$\sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} F_{k+2mN}^{(l)} H_{k+2mN}^{(l)} = \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} F_{2N-k+2mN}^{(l)} H_{2N-k+2mN}^{(l)} \quad (5.15)$$

e

$$\sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} F_{k+N+2mN}^{(l)} H_{k+N+2mN}^{(l)} = \sum_{l=1}^L \sum_{m=0}^{J/2-1} F_{N-k+2mN}^{(l)} H_{N-k+2mN}^{(l)}, \quad (5.16)$$

com $\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_k Y_k = 1$, para efeito de normalização dos componentes, nos intervalos definidos, de forma a assegurar a simetria entre dos dados, em relação à frequência central.

$$\Psi_{k,l}^{(1)} = \{k + 2mN, \ m = 0, 1, \dots, J/2 - 1; \ l = 1, \dots, L\}, \quad (5.17)$$

$$\Psi_{k,l}^{(2)} = \{N - k + 2mN, \ m = 0, 1, \dots, J/2 - 1; \ l = 1, \dots, L\}, \quad (5.18)$$

$$\Psi_{k,l}^{(3)} = \{k + N + 2mN, \ m = 0, 1, \dots, J/2 - 1; \ l = 1, \dots, L\}, \quad (5.19)$$

$$\Psi_{k,l}^{(4)} = \{2N - k + 2mN, \ m = 0, 1, \dots, J/2 - 1; \ l = 1, \dots, L\}, \quad (5.20)$$

A representação gráfica dos intervalos ao longo do bloco está ilustrada na figura 5.4.

Definindo os valores correspondentes a cada intervalo, é possível colocar (5.14) na forma

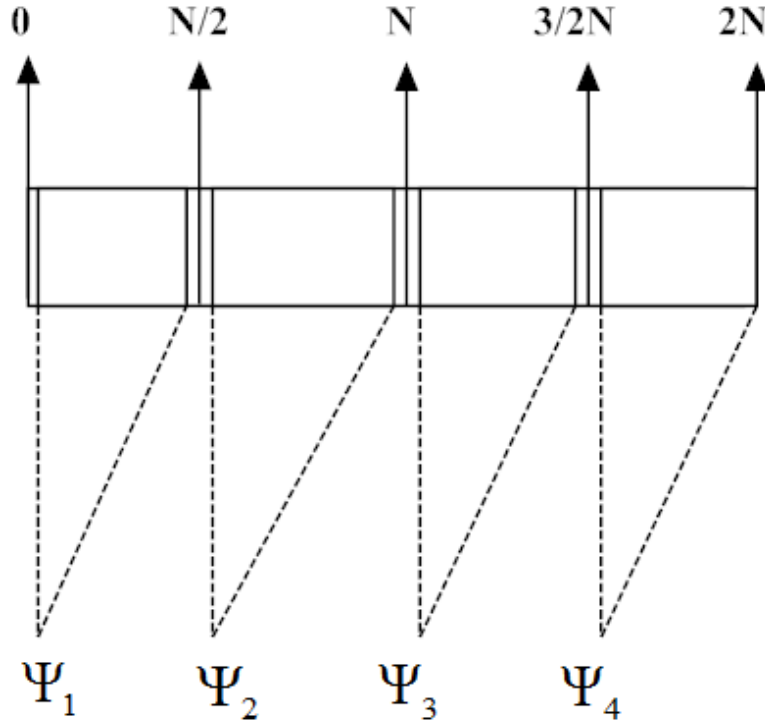


Figura 5.4: Multiplicidade e simetria de blocos num sinal OQPSK com tamanho $2N$

$$\begin{aligned}
 J = & \mathbb{E} \left[\left| \sum_{\Psi_{k,l}^{(1)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} + \sum_{\Psi_{k,l}^{(4)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} - A_{k_0}^I \right|^2 \right] + \\
 & \mathbb{E} \left[\left| \sum_{\Psi_{k,l}^{(2)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} + \sum_{\Psi_{k,l}^{(3)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} - A_{N-k_0}^I \right|^2 \right], \tag{5.21}
 \end{aligned}$$

pelo que resulta para, as expressões (5.15) e (5.16)

$$\sum_{\Psi_{k,l}^{(1)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} = \sum_{\Psi_{k,l}^{(4)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} \tag{5.22}$$

e

$$\sum_{\Psi_{k,l}^{(2)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} = \sum_{\Psi_{k,l}^{(3)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)}. \quad (5.23)$$

Por conseguinte aplicando o método de Lagrange à expressão (5.21), obtêm-se

$$\begin{aligned} (F_k^{(l)}, \lambda_1, \lambda_2) = & E \left[\left| \sum_{\Psi_{k,l}^{(1)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} + \sum_{\Psi_{k,l}^{(3)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} - A_{k_0}^I \right|^2 \right] \\ & + E \left[\left| \sum_{\Psi_{k,l}^{(2)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} + \sum_{\Psi_{k,l}^{(4)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} - A_{N-k_0}^I \right|^2 \right] + \sigma_s^2 \lambda_1 \left(\sum_{\Psi_{k,l}^{(1)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} - \sum_{\Psi_{k,l}^{(4)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} \right) \\ & + \sigma_s^2 \lambda_2 \left(\sum_{\Psi_{k,l}^{(2)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} - \sum_{\Psi_{k,l}^{(3)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} \right). \end{aligned} \quad (5.24)$$

O valor óptimo de F_k , segundo as condições do teorema de Lagrange, pode ser obtido resolvendo o sistema de equações

$$\frac{\partial f}{\partial F_k^{(l)}} = 0, \quad (5.25)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \lambda_1} = 0, \quad (5.26)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \lambda_2} = 0, \quad (5.27)$$

cuja resolução é o coeficiente F_k otimizado para os vários índices do bloco, na forma

$$F_k = \begin{cases} \frac{K(1-\lambda_1)H_k^{(l)*}}{\alpha+(1-\rho^2)\sum_{\Psi_k^{(1)}\cup\Psi_k^{(3)}}|H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(1)} \\ \frac{K(1-\lambda_2)H_k^{(l)*}}{\alpha+(1-\rho^2)\sum_{\Psi_k^{(2)}\cup\Psi_k^{(4)}}|H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(2)} \\ \frac{K(1+\lambda_2)H_k^{(l)*}}{\alpha+(1-\rho^2)\sum_{\Psi_k^{(1)}\cup\Psi_k^{(3)}}|H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(3)} \\ \frac{K(1+\lambda_1)H_k^{(l)*}}{\alpha+(1-\rho^2)\sum_{\Psi_k^{(2)}\cup\Psi_k^{(4)}}|H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(4)} \end{cases} \quad (5.28)$$

em que K é uma constante seleccionada que permite a verificação de (5.3). λ_1 e λ_2 são duas incógnitas cujo valor é a solução das seguintes equações

$$\frac{\left(1 - \lambda_1 \sum_{\Psi_k^{(1)}} |H_k^{(l)}|^2\right)}{\alpha + (1 - \rho^2) \sum_{\Psi_k^{(1)} \cup \Psi_k^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2} = \frac{\left(1 + \lambda_1 \sum_{\Psi_k^{(4)}} |H_k^{(l)}|^2\right)}{\alpha + (1 - \rho^2) \sum_{\Psi_k^{(2)} \cup \Psi_k^{(4)}} |H_k^{(l)}|^2}, \quad (5.29)$$

$$\frac{\left(1 - \lambda_2 \sum_{\Psi_k^{(2)}} |H_k^{(l)}|^2\right)}{\alpha + (1 - \rho^2) \sum_{\Psi_k^{(2)} \cup \Psi_k^{(4)}} |H_k^{(l)}|^2} = \frac{\left(1 + \lambda_2 \sum_{\Psi_k^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2\right)}{\alpha + (1 - \rho^2) \sum_{\Psi_k^{(1)} \cup \Psi_k^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2}, \quad (5.30)$$

em que $P_1^S = \sum_{(k,l) \in \Psi_{k,l}^{(1)}} |H_k^{(l)}|^2$, $P_2^S = \sum_{(k,l) \in \Psi_{k,l}^{(2)}} |H_k^{(l)}|^2$, $P_3^S = \sum_{(k,l) \in \Psi_{k,l}^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2$, $P_4^S = \sum_{(k,l) \in \Psi_{k,l}^{(4)}} |H_k^{(l)}|^2$.

Substituindo em (5.29) e (5.30), obtém-se as igualdades

$$\frac{(1 - \lambda_1) P_1^S}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_1^S + P_3^S)} = \frac{(1 + \lambda_1) P_k^4}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_2^S + P_4^S)} \quad (5.31)$$

e

$$\frac{(1 - \lambda_2) P_2^S}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_2^S + P_4^S)} = \frac{K(1 + \lambda_2) P_3^S}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_1^S + P_3^S)} \quad (5.32)$$

a partir das quais é possível definir os multiplicadores de Lagrange

$$\lambda_1 = \frac{\beta_{124} - \beta_{413}}{\beta_{124}} + \beta_{413}, \quad (5.33)$$

com $\beta_{124}(1 - \lambda_1) = \beta_{413}(1 + \lambda_1)$ e

$$\lambda_2 = \frac{\beta_{213} - \beta_{324}}{\beta_{213} + \beta_{324}}, \quad (5.34)$$

com $\beta_{213}(1 - \lambda_2) = \beta_{413}(1 + \lambda_2)$. De uma forma genérica é possível escrever

$$\beta_{xyz} = P_{(x)}^S(\alpha + (P_{(y)}^S + P_{(z)}^S)(1 - \rho^2)). \quad (5.35)$$

No caso particular em que $k = N/2$, pode considerar-se que $\Psi_{k,l}^{(1)} = \Psi_{k,l}^{(2)}$ e $\Psi_{k,l}^{(3)} = \Psi_{k,l}^{(4)}$, sendo a optimização dada por

$$\begin{aligned} (F_k^{(l)}, \lambda) = E & \left[\left| \sum_{\Psi_k^{(1)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} + \sum_{\Psi_k^{(3)}} F_k^{(l)} Y_k^{(l)} - A_{k0}^I \right|^2 \right] \\ & + \sigma_s^2 \lambda \left(\sum_{\Psi_k^{(1)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} - \sum_{\Psi_k^{(3)}} F_k^{(l)} H_k^{(l)} \right). \end{aligned} \quad (5.36)$$

Consequentemente, a solução da optimização anterior pode ser definida na forma

$$F_k = \begin{cases} \frac{K(1-\lambda)H_k^{(l)*}}{\alpha + (1-\rho^2) \sum_{\Psi_{k,l}^{(1)} \cup \Psi_{k,l}^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(1)} \\ \frac{K(1+\lambda)H_k^{(l)*}}{\alpha + (1-\rho^2) \sum_{\Psi_{k,l}^{(1)} \cup \Psi_{k,l}^{(3)}} |H_k^{(l)}|^2}, & k \in \Psi_{k,l}^{(3)}, \end{cases} \quad (5.37)$$

igualando as componentes

$$\frac{(1 - \lambda) P_1^S}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_1^S + P_3^S)} = \frac{(1 + \lambda) P_k^3}{\alpha + (1 - \rho^2)(P_1^S + P_3^S)} \quad (5.38)$$

e resolvendo em ordem a λ obtém-se

$$P_1^S(1 - \lambda) = P_3^S(1 + \lambda) \equiv \lambda = \frac{P_1^S - P_3^S}{P_1^S + P_3^S}. \quad (5.39)$$

Os resultados obtidos confirmam a eficiência deste método na eliminação da interferência introduzida pelos canais c2 e c3. Para além das melhorias de recepção este receptor potencia as qualidades do esquema de igualização IB-DFE, dada a melhoria do desempenho de igualização, para as diferentes iterações que se pode observar nas curvas das figuras 5.5 e 5.6, face aos resultados das figuras 5.1 e 5.2. A análise da figura 5.5, revela um melhor resultado por parte do sinal 2, que se deve ao facto deste possuir uma envolvente constante, ao contrário do que sucede com o sinal 1.

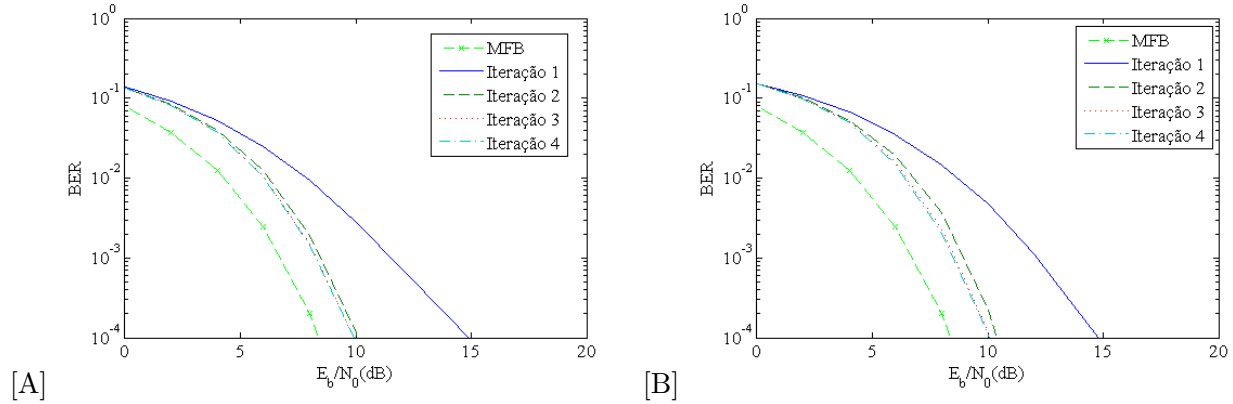


Figura 5.5: Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 2 e canal c2 (B)

A comparação dos resultados da figura 5.5 com os da figura 5.6, revela que embora o canal c3 seja caracterizado pela correlação entre os seus raios, o receptor não tira partido desse facto, registando-se um pior desempenho nas simulações para o canal c3.

Na figura 5.7 é apresentado o desempenho de sinais baseados no impulso 4, para canais c2 e c3. Os resultados obtidos, permitem concluir que este receptor é capaz de eliminar a interferência

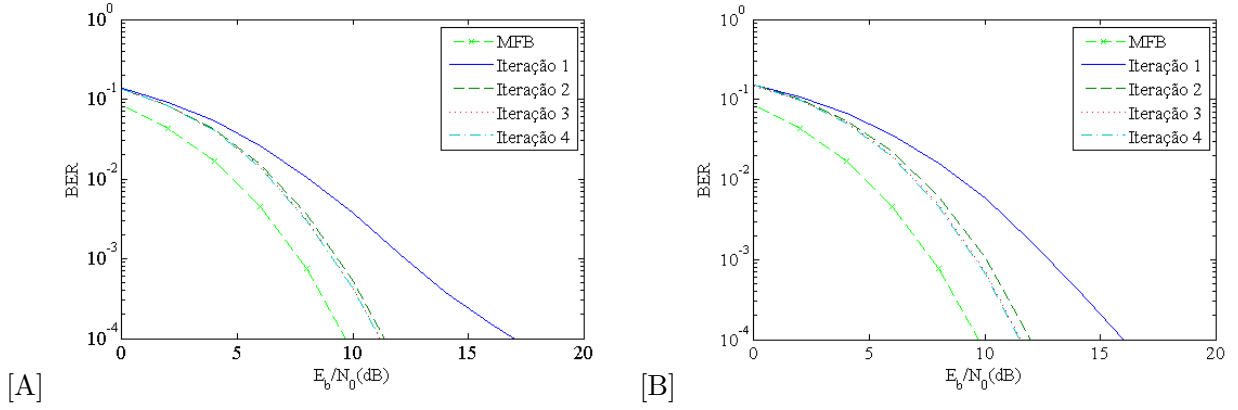


Figura 5.6: Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 1 e canal c3 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 2 e canal c3 (B)

introduzida pelo canal e pelas demais componentes do impulso, extraindo a informação da primeira componente e permitindo assim a correcta recepção do sinal enviado.

Estes resultados corroboram a viabilidade de um receptor deste tipo para a recepção de sinais formados por múltiplas componentes lineares, quando a energia associada às componentes secundárias não é desprezável.

5.4 Desenho de FDE para Sistemas OQPSK com Cancelamento da Interferência I-Q

Usando um esquema iterativo IB-DFE é possível eliminar a interferência associada às componentes I-Q, estimando-a e subtraindo-a cada bloco. Nestas condições, o esquema de recepção FDE passa a ter a arquitectura representada na figura 5.8, com as linhas a cinzento a identificar a subtracção da componente I-Q. O bloco IB-DFE realiza o cálculo de \tilde{a}_n^I como o apresentado na figura 5.9.

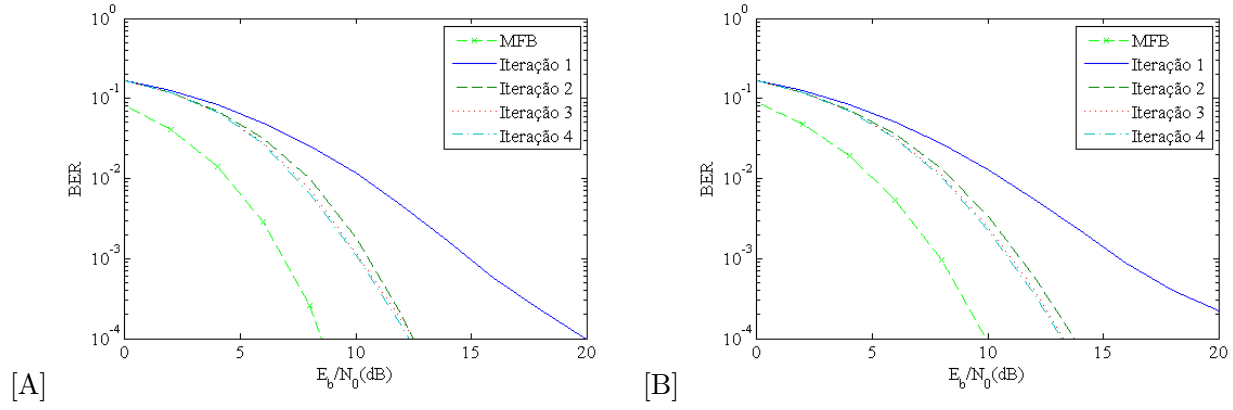


Figura 5.7: Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK sem interferência com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)

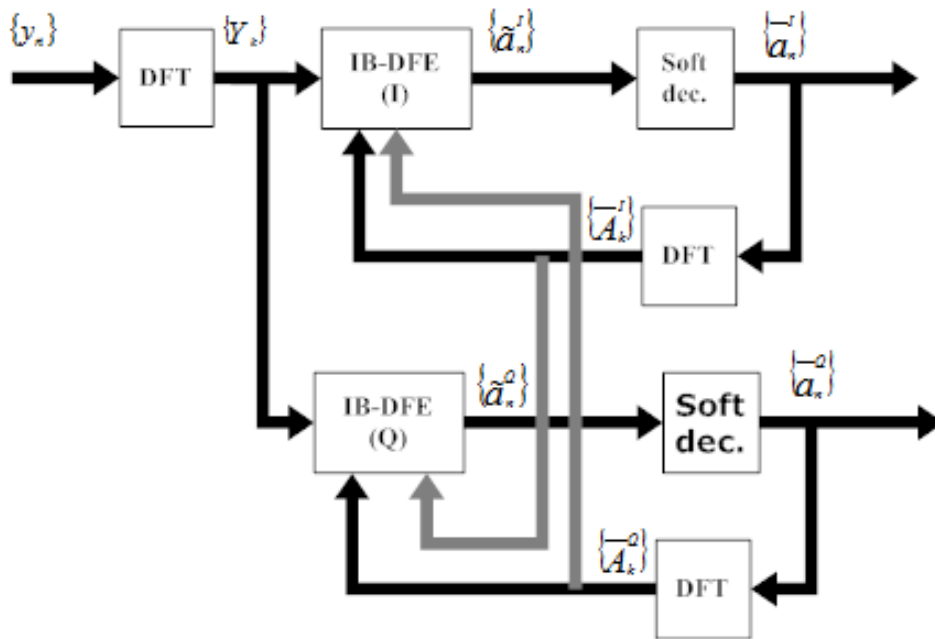


Figura 5.8: IB-DFE com cancelamento da interferência

Analiticamente, para uma dada iteração da componente em fase, o bloco estimado pelo sistema pode ser descrito por

$$\tilde{A}_k = \sum_{l=0}^{J-1} F_{k+lN} \left(Y_{k+lN} - \bar{Y}_{k+lN}^Q \right) - B_k \bar{A}_k^I, \quad (5.40)$$

em que \bar{A}_k^I é o valor médio da componente em fase do sinal e os coeficientes F_k e B_k são descritos por (4.13) e (4.14). Quanto a \bar{Y}_{k+lN}^Q é obtido através da relação

$$\bar{Y}_{k+lN}^Q = \bar{A}_k^Q H_k \Theta_k, \quad (5.41)$$

em que Θ_k representa o valor associado ao desfasamento temporal entre as componentes I-Q.

Os resultados de simulação, da 5.10, demonstram que esta abordagem de cancelamento da interferência alcança até melhores resultados que a descrita na secção anterior. No entanto, dado ser baseada no valor médio do sinal, os valores do desempenho não são os melhores nas primeiras iterações, já que só através das sucessivas iterações se vai aproximando do valor do sinal real.

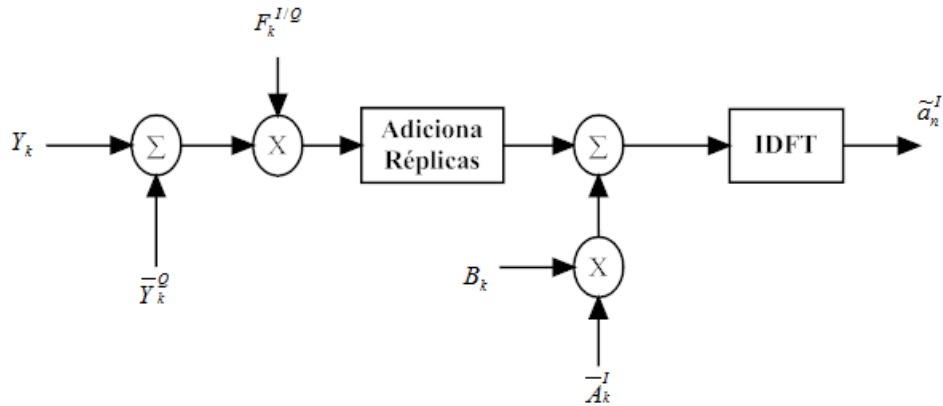


Figura 5.9: Receptor IB-DFE

Como forma de ultrapassar esta situação, é proposto um sistema híbrido, em que é utilizado o sistema descrito na secção 5.3 para primeira iteração. Nas restantes iterações é aplicado o

processo de cancelamento de interferência descrito nesta secção. Desta forma é possível tirar um maior partido deste sistema, pois é obtida uma melhor estimacão para a primeira iteraçã, o que permite obter melhores resultados nas iterações subsequentes. Os respectivos resultados de desempenho estão apresentados na figura 5.11.

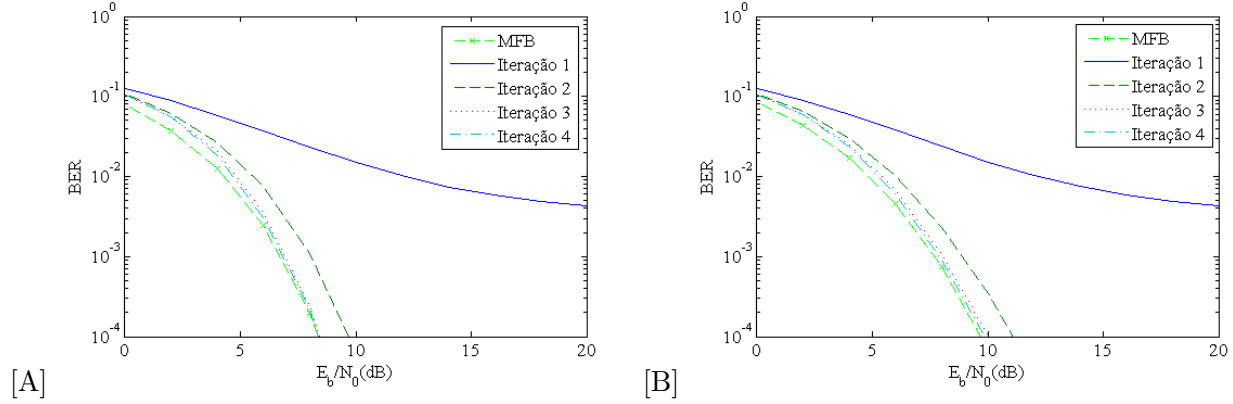


Figura 5.10: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento de interferência, com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento de interferência, com pulsos de suporte 1 e canal c3 (B)

5.5 Desenho de FDE para Sistemas OQPSK generalizados com Cancelamento da Interferência I-Q

Quando os sinais OQPSK são constituídos por várias componentes lineares, receptor apresentado na secção anterior, acarreta uma degradação de desempenho devido à interferência introduzida pelas restantes componentes do sinal, cujo valor não é considerado para efeitos de igualização. De forma similar à secção anterior propõe-se uma abordagem baseada na subtracção da interferência subjacente a cada componente do sinal recebido, na forma

$$\tilde{A}_k^{(M)} = \sum_{l=0}^{J-1} F_{k+lN} \left(Y_{k+lN} - \bar{Y}_{k+lN}^{Q(0)} - \bar{Y}_{k+lN}^{Q(1)} - \bar{Y}_{k+lN}^{Q(2)} - \bar{Y}_{k+lN}^{Q(3)} \right)$$

$$-B_k^0 \bar{A}_k^{I(0)} - B_k^1 \bar{A}_k^{I(1)} - B_k^2 \bar{A}_k^{I(2)} - B_k^3 \bar{A}_k^{I(3)} \quad (5.42)$$

em que $\bar{A}_k^{I(j)}$ com $j = 0, 1, 2, 3$ representa as componentes em fase do sinal médio e $M = 4$ define o número de componentes lineares que constituem o sinal OQPSK generalizado.

Uma vez o receptor recupera apenas a informação presente na componente principal do sinal, quando são utilizados sinais OQPSK generalizado, as componentes secundárias do sinal serão vistas como interferência. Assim, nas simulações apresentadas na figura 5.12 é aplicada a subtração das componentes OQPSK.

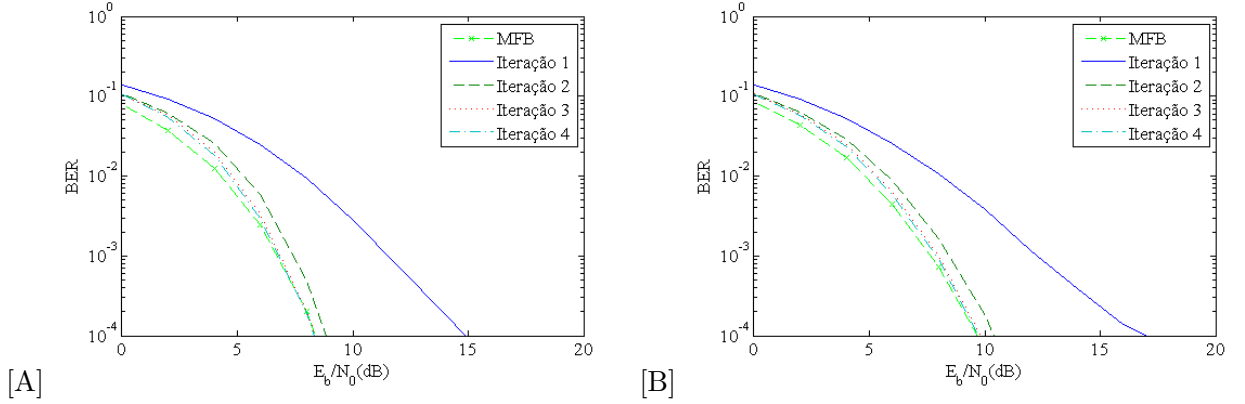


Figura 5.11: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c3 (B)

Caso tivesse sido apenas realizado o cancelamento da interferência da componente principal, o desempenho seria o apresentado na figura 5.13, que é ligeiramente pior, face aos resultados apresentados em 5.12, o que confirma as considerações realizadas no anterior paragrafo.

5.6 Igualização FDE com Codificação

Nesta subsecção são apresentados os resultados do sistema, quando é aproveitado o ganho de código, utilizando um código convoluçional de 64 estados e rate 1/2. Assim as figuras

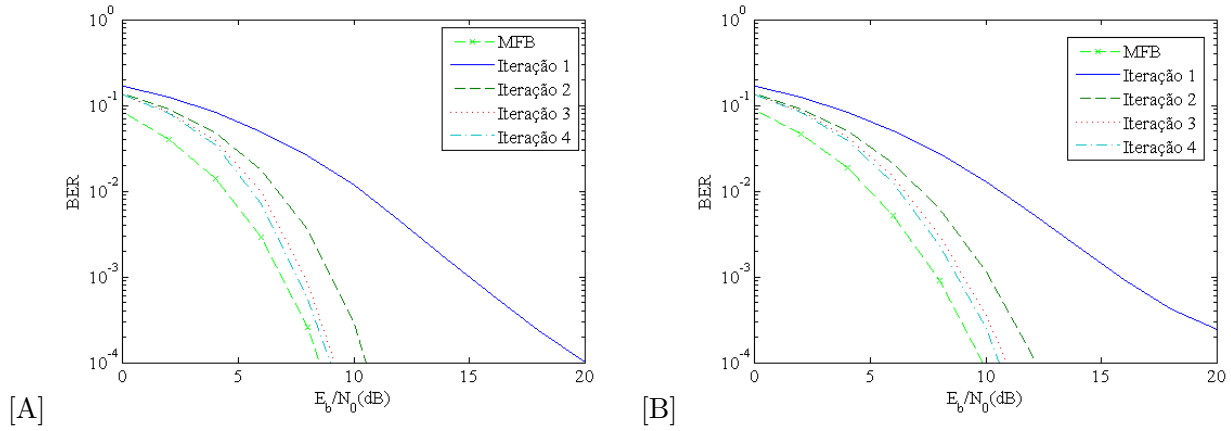


Figura 5.12: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido e cancelamento de todas as componentes, com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido e cancelamento de todas as componentes, com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)

5.14 e 5.15 comparam dois níveis de codificação, aos quais para efeitos de simplificação vamos denominar respectivamente como normal e turbo FDE. A nível estrutural a diferença entre estes dois métodos reside no aproveitamento na realimentação do ganho de código, o qual só é aproveitado pelo método turbo.

Nos resultados apresentados nas figuras 5.14 e 5.15, está representado o receptor OQPSK sem interferência (receptor 1), e o receptor com cancelamento da interferência (receptor 2). A análise da figura 5.14 demonstra uma grande melhoria dos resultados em relação às simulações sem o emprego de código. Nomeadamente a utilização de pulsos do tipo 1, permite obter na 4^a iteração um ganho de $0.75dB$, face à 1^a iteração.

Na figura 5.15 o aumento de desempenho entre o método de codificação normal e turbo, na 4^a iteração, já é mais significativo, chegando a $1dB$ de diferença.

Tanto na figura 5.14 como na 5.15 regista-se uma sobreposição de todas as linhas na primeira iteração, sendo essa a razão pela qual só se encontra uma 1^a iteração representada nos gráficos.

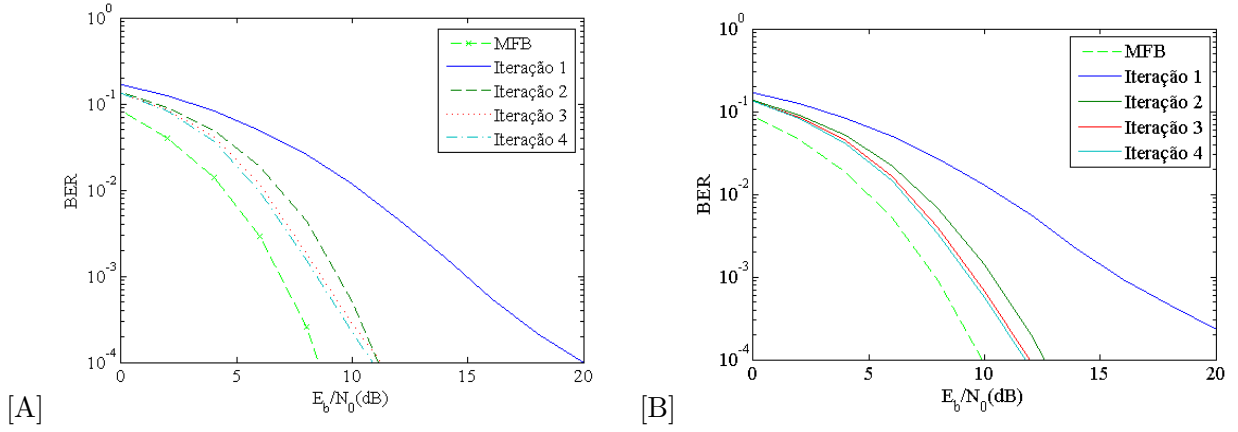


Figura 5.13: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c2 (A); Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c3 (B)

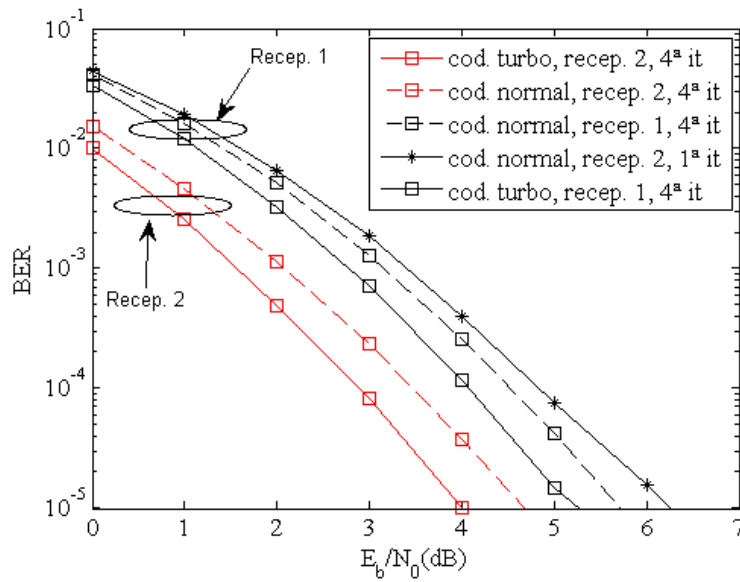


Figura 5.14: Comparação de desempenho do sinal 1 com receptor do tipo 1 e 2, e com ganho de código normal e turbo. Para canal do tipo c3

Uma vez que para uma iteração os desempenhos são os mesmos, nas figuras 5.14 e 5.15 apresenta-se uma única curva relativa aos diversos casos apresentados nesses gráficos.

5.7 Igualização FDE com Diversidade

A aplicação de esquemas de diversidade no receptor proporciona uma melhoria apreciável do desempenho. Foram realizados testes para esquemas de diversidade de graus 2 e 4, para os quais foram adoptados os pulsos 1 e 4, e utilizado o canal c3.

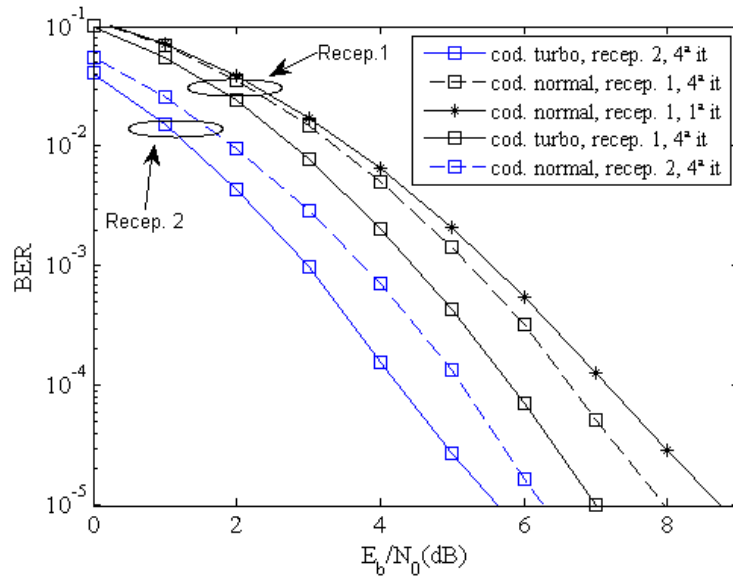


Figura 5.15: Comparação de desempenho do sinal 4 com receptor do tipo 1 e 2, e com ganho de código normal e turbo. Para canal do tipo c3

Os resultados da figura 5.16 demonstram um ganho médio de 3dB para cada aumento do grau da diversidade.

Das curvas das figuras 5.16 e 5.17, conclui-se que a utilização de esquemas de diversidade, tanto para os pulsos 4, como para os pulsos 1, produz um efeito nitidamente positivo nos resultados de performance do receptor, sendo o ganho de potência proporcional ao número de antenas.

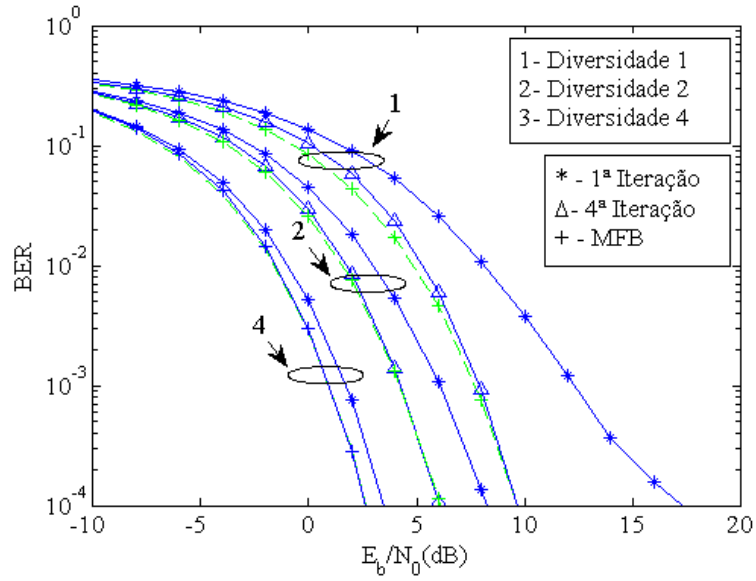


Figura 5.16: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 1 e canal c3, para 3 níveis de diversidade

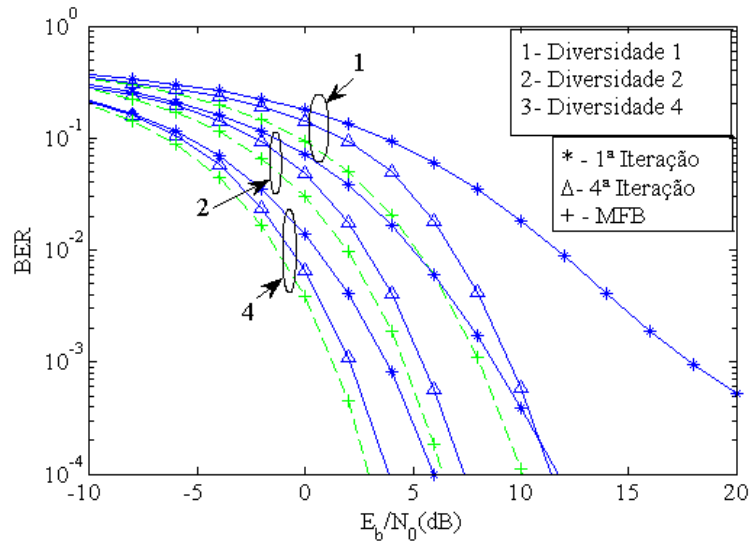


Figura 5.17: Desempenho do receptor OQPSK com cancelamento híbrido, com pulsos de suporte 4 e canal c3, para 3 níveis de diversidade

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho realizou-se o estudo de um receptor capaz de decodificar sinais de grande eficiência espectral e de potência, nomeadamente, quando são empregues amplificadores largamente não lineares.

Ao longo de todo o documento procurou-se fundamentar devidamente todas as opções tomadas, caracterizar as vantagens e desvantagens de cada uma das opções.

No capítulo 2 realizou-se o enquadramento do trabalho realizado nos sistemas de satélite actuais. Neste capítulo para além de terem sido apresentadas os vários tipos de sistemas de satélites em operação, foram ainda descritos alguns dos problemas inerentes ao seu funcionamento, tal como a propagação do sinal, a sua amplificação, ou o controlo de potência. Paralelamente, foram descritas algumas das soluções mais conhecidas na solução destes problemas, tal como a amplificação linear/não linear e igualização no tempo (linear, FDE e MLSE).

O capítulo 3 centrou-se no estudo das modulações adoptadas nos sistemas simuladas nos capítulos 4 e 5 e na comparação das características de diversas modulações, entre elas a M-QAM, M-PSK, QPSK e OQPSK. Foram igualmente apresentadas as razões que fundamentam a escolha do tipo OQPSK generalizado e analisadas com mais pormenor algumas das modulações da família PSK, nomeadamente QPSK, OQPSK (e MSK), bem como o formato OQPSK

generalizado.

No capítulo 4 foi estudado o processo de igualização na frequência. Foi revisto o método OFDM, um método concorrente do SC-FDE, descrito na secção seguinte com maior pormenor. Por último, foi feita a apresentação do método IB-DFE, que é um sistema baseado em SC-FDE, e foi adoptado para igualização do sinal ao nível receptor. Foram ainda descritos dois métodos para a estimação dos dados, um baseado em decisões rígidas e outro em decisões brandas.

O capítulo 5 foi inteiramente dedicado à descrição de todo o sistema implementado, sendo apresentados resultados de desempenho para todos os casos considerados. Provou-se que o receptor QPSK não é adequado para recuperar de um sinal do tipo OQPSK generalizado após a passagem deste por um canal distorcivo, sendo necessário um tratamento adequado para a remoção da interferência intersimbólica. Demonstrou-se que o cálculo dos coeficientes *Feedforward* (receptor OQPSK sem interferência I-Q), de modo a garantir a simetria do sinal recebido em relação à frequência zero, permite a eliminação da interferência, e assim uma correcta recuperação dos dados. Igualmente válido é o método que realiza o cálculo da interferência residual em cada símbolo (receptor OQPSK com cancelamento da interferência I-Q), procedendo à sua subtracção na iteração seguinte. É claro que o sucesso desta última abordagem está dependente da qualidade das estimações realizadas, tal como foi comprovado pelas simulações apresentas neste capítulo.

Os resultados obtidos permitiram concluir que o desempenho máximo é conseguido quando os dois métodos são utilizados em simultâneo. Na primeira iteração é aplicado o método OQPSK sem interferência, visto que nesta iteração ainda não está disponível nenhuma estimação do sinal, e nas iterações posteriores é aplicado o método OQPSK com cancelamento da interferência, tirando partido do seu maior desempenho.

No âmbito do trabalho a realizar de futuro, salienta-se os aspectos que visam aperfeiçoar o actual sistema, quer a nível da redução da complexidade e arquitectura de implementação, quer através de técnicas complementares às adoptadas no presente trabalho:

- **Transmissão multi-utilizador com sobreposição de espectros**

O sistema implementado pressupõe apenas um utilizador, pelo que a interferência com que o receptor tem que lidar refere-se apenas à de um bloco de dados de cada vez. Seria importante realizar a extensão do sistema proposto para uma arquitectura capaz de lidar com os dados sobrepostos, provenientes de diferentes utilizadores.

- **Estimação do canal e sincronização**

Dado que o sistema implementado considera a existência de estimação perfeita e correcta sincronização, a extensão do trabalho realizado para uma arquitectura onde fosse necessário realizar a estimação do canal e encontrar o sincronismo, seria proveitosa por forma a complementar o trabalho já realizado.

- **Arquitectura de um receptor óptimo para sinais OQPSK generalizados**

A solução aqui implementada, apesar dos bons resultados obtidos, é uma abordagem sub-ótima, uma vez que o receptor só aproveita a primeira componente do sinal, sendo todas as outras consideradas interferência.

Dado que o sinal no formato OQPSK generalizado pode ser visto como um sinal codificado, a extensão do presente trabalho a receptores óptimos, adaptado a todas as componentes lineares do sinal, torna-se necessária para a avaliação do desempenho dos receptores considerados.

Apêndice A

Canais e Pulsos de Suporte Utilizados nas Simulações

A.1 Canais Considerados

Nos testes realizados para os sistemas considerados neste trabalho, foram utilizados 3 canais com especificidades distintas. O canal $c1$ é um canal AWGN, que se caracteriza por uma resposta impulsiva unitária, com uma densidade espectral de potência constante ao longo de todo o espectro. Não apresenta desvanecimento, nem selectividade na frequência, nem interferência ou distorção não linear. Por outro lado, o canal $c2$, caracteriza-se pela selectividade na frequência e distorção não linear, e um desvanecimento de Rayleigh independente nas diferentes sub-portadoras. O terceiro canal ($c3$) foi adoptado nas simulações como forma de testar a resposta do sistema a um canal multi-percurso. Este é caracterizado por um perfil do tipo C do HIPERLAND [22], que pode ser descrito analiticamente por

$$c(t) = \sum_n \alpha_n^2 \delta(t - \tau_n), \tag{A.1}$$

em que τ_n é a distância entre raios da resposta impulsiva e cada valor de n corresponde a um percurso diferente, com α_n^2 a representar a potência associada ao raio de ordem n .

Nas simulações realizadas foi considerada sincronização perfeita e a correcta estimação do canal.

A.2 Pulsos de Suporte Considerados

Apesar dos sinais do tipo OQPSK generalizado serem normalmente constituídos por mais do que uma componente não nula, alguns dos testes foram realizados com recurso a pulsos com apenas uma componente não nula.

Por razões de simplificação os pulsos apresentados serão referenciados por números:

- **1-** Este pulso pode ser descrito por

$$r(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \quad (\text{A.2})$$

ao qual é aplicada uma filtragem gaussiana. O seu movimento no tempo e na frequência encontram-se ilustrados na figura A.1.

Apesar do bom desempenho a nível espectral, este pulso não apresenta uma envolvente constante como é visível no diagrama IQ A.2.

- **2-** Este impulso é constituído por uma componente rectangular, cuja evolução no tempo e na frequência se encontra representada na figura A.3.

Embora apresente um mau desempenho a nível espectral, este sinal possui uma envolvente constante, como se comprova pela figura A.4.

- **3-** Este sinal é constituído por uma componente MSK, não sendo aqui apresentado visto se encontrar presente em todas as anteriores figuras, como forma de realizar uma comparação com o sinal descrito. Ao nível da envolvente o MSK é constante.

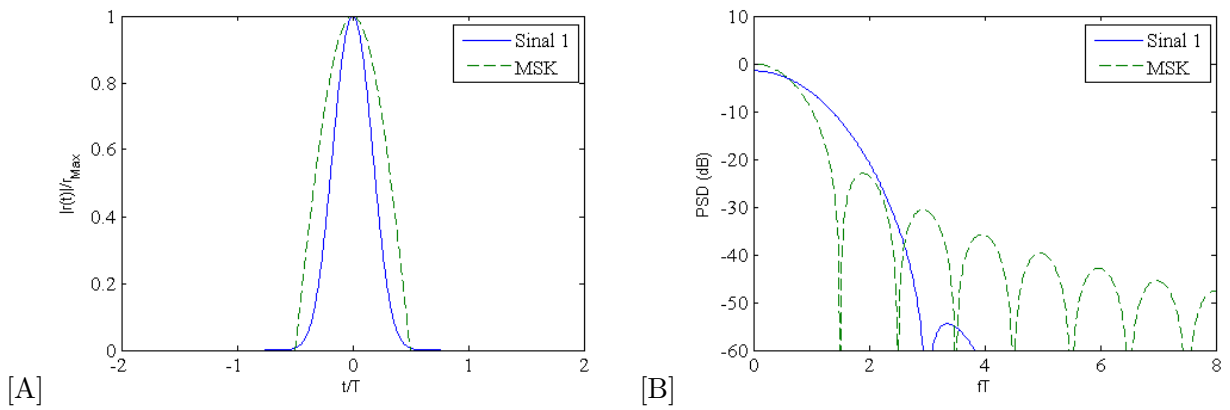


Figura A.1: Desenvolvimento do sinal 1 no tempo (A);Desenvolvimento do sinal 1 na frequência (B)

- **4-** Este sinal é do tipo OQPSK Genérico, sendo constituído por 4 componentes não nulas que se encontram representadas, no tempo e na frequência na figura A.5.

Uma das particularidades mais interessantes deste sinal está na sua ocupação espectral, pois o somatório de todas as componentes que formam o sinal origina um espectro muitíssimo compacto, representado na figura A.6. Adicionalmente possui uma envolvente quase constante, como se comprova pela figura A.7, o que o torna naturalmente interessante para sistemas de telecomunicações.

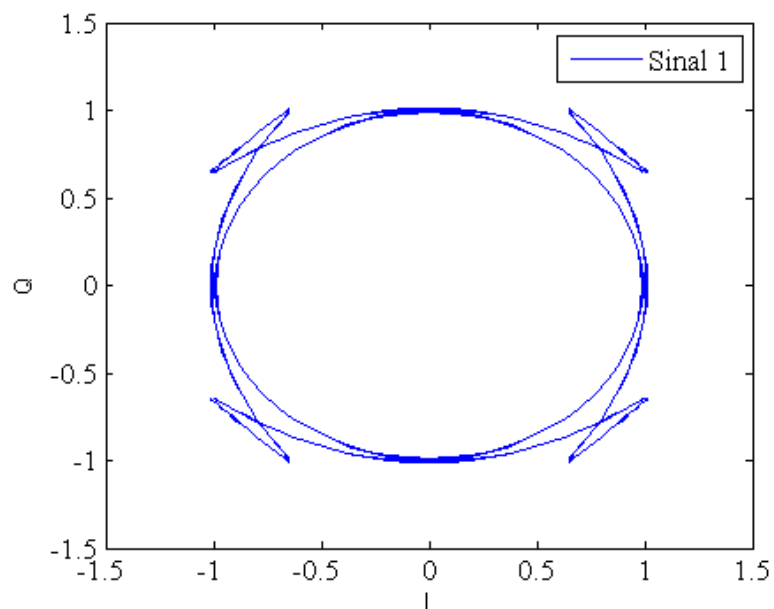


Figura A.2: Diagrama I-Q do sinal 1

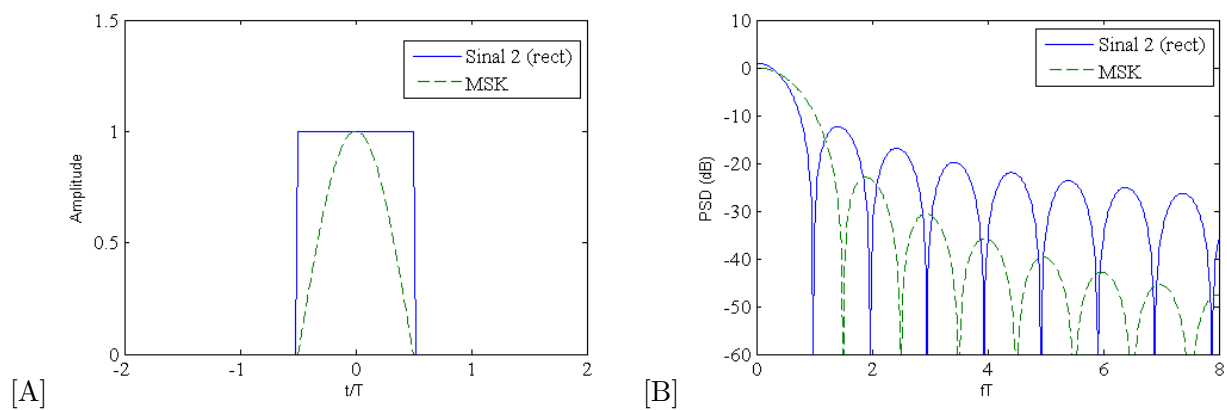


Figura A.3: Desenvolvimento do sinal 2 no tempo (A); Desenvolvimento do sinal 2 na frequência (B)

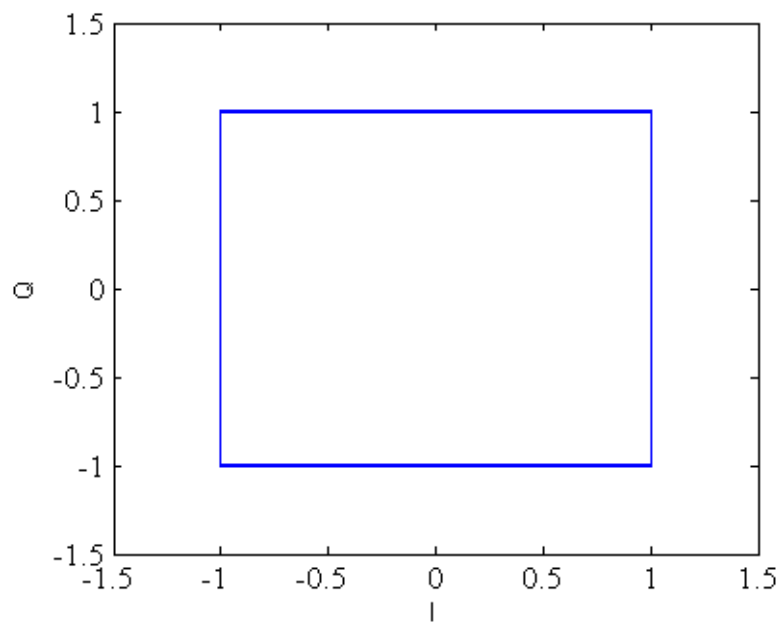


Figura A.4: Diagrama I-Q do sinal 2

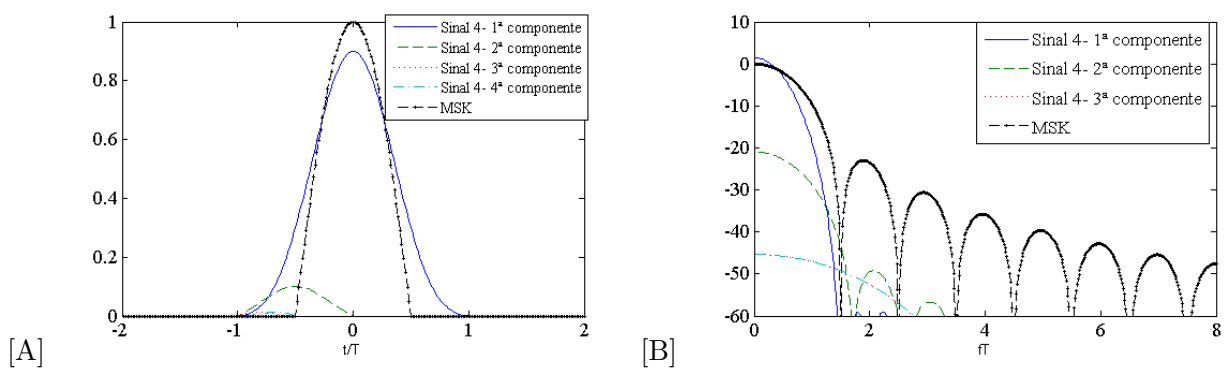


Figura A.5: Desenvolvimento do sinal 4 no tempo (A); Desenvolvimento do sinal 4 na frequência (B)

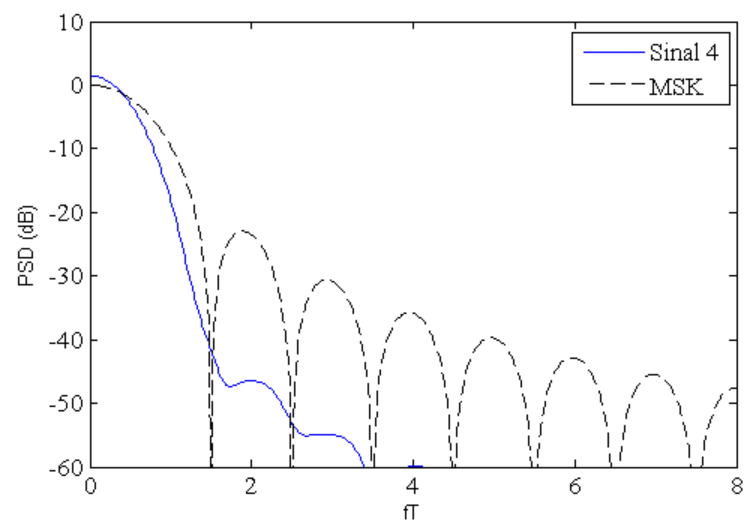


Figura A.6: Ocupação espectral do sinal 4

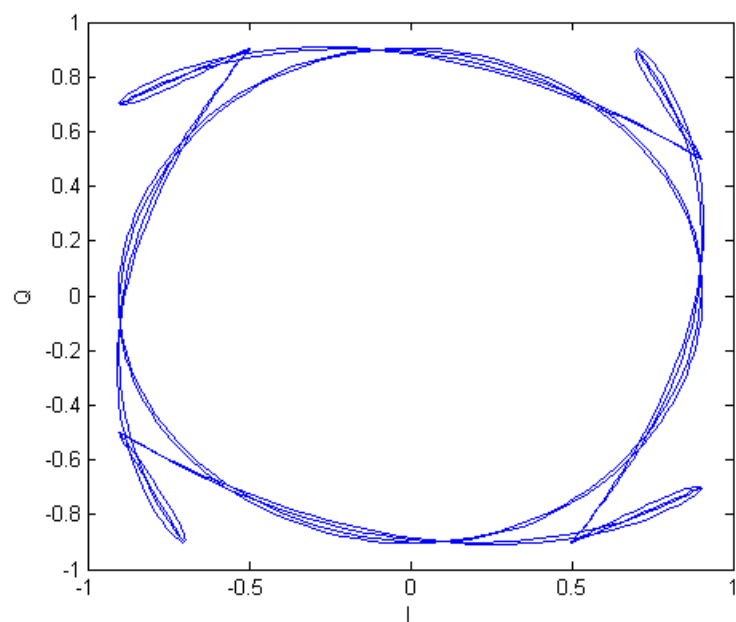


Figura A.7: Diagrama I-Q do sinal 4

Bibliografia

- [1] Andrew S. Tanenbaum. *Computer Networks, Fourth Edition*. Prentice Hall, 2003.
- [2] "MANUAL FOR ICAO AERONAUTICAL MOBILE SATELLITE (ROUTE)SERVICE
Part 2-IRIDIUM
. março de 2007.
- [3] Christopher Redding Christophe. *Overview of LEO Satellite Systems*. 1999.
- [4] Rui Dinis e Antonio Gusmao. "Performance Evaluation of OFDM Transmission with
Conventional and Two-Branch Combining Power Amplification Schemes". *GLOBECOM*
'96,, Vol. 1:pag. 734 – 739, Novembro de 1996.
- [5] John G. Proakis. *Digital Communications, Fourth Edition*. McGraw-Hill, 2001.
- [6] T. Aulin e C. Sundberg. "An Analysis of Orthogonal Frequency-division Multiplexing for
Mobile Radio Applications". *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 29(3):pag. 196–209, Março
de 1981.
- [7] K. Murota e K. Hirade. "GMSK Modulation for Digital Radio Telephony". *IEEE Trans.
on Comm.*, 29, Julho de 1981.
- [8] S. Gronemeyer e A. McBride. "Msk and Offset QPSK Modulation". *IEEE Trans. on
Comm.*, Vol. 24:pag. 809 – 819, Agosto de 1976.
- [9] F. Amoroso e J. Kivett. "Simplified MSK Signalling Technique". *IEEE Trans. on Comm.*,
25, Abril de 1977.

- [10] P. Laurent. "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulation by Superposition of Amplitude Modulation Pulses (amp)". *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 34:pags. 150 – 160, Fevereiro de 1986.
- [11] A. Gusmao, V. Goncalves e N. Esteves. "A Novel Approach to Modeling of OQPSK-Type Digital Transmission Over Nonlinear Radio Channels". *IEEE J. on Sel. Areas in Comm.*, Vol. 15(4):pags. 647 – 655, Maio de 1997.
- [12] P. Montezuma e A. Gusmão. "Highly Efficient Encoded OQPSK Signals: Emission and Reception Design Aspects". *IEEE MILCON06*, Outubro de 2006.
- [13] L. Cimini Jr. "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing". *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 33:pags. 400 – 411, Julho de 1985.
- [14] H. Sari, G. Karam e I. Jeanclaude. "An Analysis of Orthogonal Frequency-division Multiplexing for Mobile Radio Applications". *IEEE VTC94, Stockholm*, page pags. 1635 1639, Junho de 1994.
- [15] D.Falconer, S.Ariyavisitakul, A.Benjamin-Seeyar e B.Eidson. "Frequency Domain Equalization for Single-carrier Broadband Wireless Systems". *IEEE Commun. Mag*, Vol. 40(2):pags. 58 – 66, Abril de 2002.
- [16] A. Gusmão, R. Dinis, J. Conceição e N. Esteves. "Comparison of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications". *IEEE VTC Spring, Tokyo, Japan*, Maio de 2000.
- [17] R. Dinis, A. Gusmão e N. Esteves. "On Broadband Block Transmission over Strongly Frequency-Selective Fading Channels". *Wireless 2003, Calgary, Canada*, Julho de 2003.
- [18] N. Benvenuto e S. Tomasin. "Block Iterative DFE for Single Carrier Modulation". *IEE Elec. Let.*, Vol. 39(2), Setembro de 2002.
- [19] B.Vucetic e J.Yuan. *Turbo Codes: Principles and Applications*. 2002.

- [20] M. Tuchler, R. Koetter e A. Singer. "turbo Equalization: Principles and New Results". *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 50, Maio de 2002.
- [21] W. Gardner. "Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals". *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 8(2):pags. 14 – 36, Abril de 1991.
- [22] ETSI. "Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios". *ETSI EP BRAN 3ERI085B*, Vol. 50:pags. 1 – 8, Março de 1998.